# Lastgeführter Umrichter zur Speisung von Induktionserwärmungsanlagen mit dreifach unterteilter Kondensatorbatterie

Dissertation

zur Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

von

Dipl.-Ing. Hermann Kölsch

Darmstadt

Bochum 1975

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546502_0008

# Lastgeführter Umrichter zur Speisung von Induktionserwärmungsanlagen mit dreifach unterteilter Kondensatorbatterie

Dissertation

zur Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

von

Dipl.-Ing. Hermann Kölsch

Darmstadt

Bochum 1975

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Dissertation eingereicht am: 15. Januar 1975

Tag der mündlichen Prüfung: 12. Februar 1975

Referent: Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock

Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. P. Wenzel

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie der Ruhr-Universität Bochum.

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock danke ich herzlich für die Anregung zu dieser Arbeit und für die freundliche Unterstützung.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. P. Wenzel danke ich für das der Arbeit entgegengebrachte Interesse und für die Übernahme des Korreferats.

Inhaltsverzeichnis


| | | Seite |
|---|---|---|
| 0.1 | Vorbemerkungen | 7 |
| | Numerierung der Formeln, Bilder und Tabellen | 7 |
| | Häufig verwendete Abkürzungen | 7 |
| | Normierung, Kennzeichnung von Formelzeichen | 7 |
| | Formelzeichen und Indizes | 8 |
| 0.2 | Übersicht | 12 |
| 1. | Einleitung | 13 |
| 2. | Grundsätzliches zu Umrichter und Verbraucher | 16 |
| 2.1 | Der Umrichter | 16 |
| 2.2 | Der Verbraucher | 18 |
| 3. | Dimensionierung des Lastkreises | 21 |
| 3.1 | Grundsätzliches zur Kondensatorbatterie im Lastkreis | 21 |
| 3.2 | Drei Varianten zur Schaltung von Kondensatorbatterie und Verbraucher | 31 |
| 3.2.1 | Lastkreis erster Art | 31 |
| 3.2.2 | Lastkreis zweiter Art | 36 |
| 3.2.3 | Lastkreis dritter Art | 41 |
| 3.2.4 | Die günstigste Lastkreisvariante; Dimensionierung bei glattem Gleichstrom | 49 |
| 3.3 | Endliche Induktivität im Zwischenkreis | 53 |
| 4. | Betriebsverhalten des Systems Lastkreis - Umrichter; die Analyse bei Annahme sinusförmiger Lastspannung | 58 |
| 4.1 | Definitionen zum Betriebsverhalten; Betriebsbedingungen | 58 |
| 4.2 | Die Ortskurve der Lastkreisadmittanz | 60 |
| 4.3 | Regelung und Steuerung | 64 |
| 4.3.1 | Prinzipielles Konzept aufgrund der Betriebsbedingungen | 67 |
| 4.3.2 | Stationärer Betrieb | 70 |
| 4.3.3 | Anschwingen | 80 |
| 4.3.4 | Zusammenfassende Darstellung der Steuerungs- und Regelungsstruktur | 81 |

| | | Seite |
|---|---|---|
| 5. | Simulation mittels Analogrechner | 87 |
| 5.1 | Grundlegende Strategie | 87 |
| 5.2 | Die Analogrechenschaltungen | 90 |
| 5.2.1 | Umrichter und Lastkreis | 90 |
| 5.2.2 | Steuerung des Wechselrichters | 92 |
| 5.2.3 | Messung der Schonzeit | 95 |
| 5.2.4 | Regelungsstruktur | 98 |
| 5.3 | Ergebnisse der analogen Simulation | 101 |
| 6. | Zusammenfassung | 110 |
| 7. | Anhang | 112 |
| | A1. Umrichter zur Speisung von Induktionserwärmungsanlagen | 112 |
| | A2. Exaktes Analyseverfahren für stationären Betrieb | 122 |
| | A2.1 Netzwerktheoretische Grundlagen | 122 |
| | A2.2 Glatte Speisespannung; Kommutierungszeit vernachlässigt | 123 |
| | A3. Anhang zur Simulation mit dem Analogrechner | 126 |
| | A3.1 Regeln zur Ermittlung der Simulationsgleichungen | 126 |
| | A3.2 Die Potentiometerwerte der Rechenschaltungen | 127 |
| 8. | Literatur | 134 |
| Lebenslauf | | 135 |

## 0.1 Vorbemerkungen

### Numerierung der Formeln, Bilder und Tabellen

Die Numerierung von Formelausdrücken wird in runde Klammern gesetzt, z.B. (3.2.3/5). Dabei bezeichnet der Teil der Notation vor dem Schrägstrich den Abschnitt, in dem die Formel zum erstenmal auftritt, und der Teil hinter dem Schrägstrich, die wievielte notierte Formel dieses Abschnitts vorliegt.

Bilder bzw. Tabellen werden in der gleichen Weise numeriert, jedoch ohne Klammer hinter dem Wort "Bild" bzw. "Tabelle".

### Häufig verwendete Abkürzungen

| | | | |
|---|---|---|---|
| DA | digital-analog | GR | Gleichrichter |
| IGR | Gleichrichterzündimpulse | IWR | Wechselrichterzündimpulse |
| LK | Lastkreis | WR | Wechselrichter |
| ZW | Zwischenkreis | | |

### Normierung, Kennzeichnung von Formelzeichen

Formelzeichen nicht-normierter Größen werden mit hochgestelltem "+" versehen. Zeichen ohne "+" stehen für normierte Größen. Grundnormierungsgrößen sind

$\bar{u}^+_{dN}$, $\bar{i}^+_{dN}$ die linearen Mittelwerte von Spannung und Strom im Zwischenkreis des Umrichters bei Nennbetrieb und

$T^+_{BN}$ die Periodendauer der Wechselrichterausgangsgrößen bei Nennbetrieb.

Daraus folgen die weiteren Bezugsgrößen

$R^+_o = \bar{u}^+_{dN}/\bar{i}^+_{dN}$ für Schein-, Wirk- und Blindwiderstände und der Kehrwert für Leitwerte,

$$L^+_o = \frac{\bar{u}^+_{dN} \cdot T^+_{BN}}{\bar{i}^+_{dN}}$$ für Induktivitäten,

$$C^+_o = \frac{\bar{i}^+_{dN} \cdot T^+_{BN}}{\bar{u}^+_{dN}}$$ für Kapazitäten,

$P^+_{wN} = \bar{u}^+_{dN} \cdot \bar{i}^+_{dN}$ für Leistungen (Normierung mit der Leistung im Zwischenkreis, d.h. bei verlustlosen Bauelementen mit der Verbraucherwirkleistung).

In den Gleichungen, die die analoge Simulation beschreiben, werden normierte Ströme, Spannungen und die Zeit mit hochgestelltem "*" versehen. Als Normierungsgrößen werden die Referenzspannung $u^+_{ref}$ des Rechners und $T^+_{ref} = 1/k_o$ verwendet. Einzelheiten dazu sind im Anhang unter A3.1 beschrieben.

## Formelzeichen und Indizes

Formelzeichen und Indizes für Größen, die im Text nur einmal vorkommen, werden hier nicht beschrieben. Die Bedeutung von Zeichen in eckigen Klammern ist im Abschnitt 4.3.4 angegeben (betrifft nicht die Literaturhinweise). Indizes, die nur bei den unten angegebenen Formelzeichen auftreten, werden nicht mehr angeführt.

### a) Formelzeichen und ihre Bedeutung

| | |
|---|---|
| b | relativer Blindleitwert (Bezugsgröße ist $Y_{LN}$) |
| $C_{...}$ | nicht näher bezeichnete Kapazität im Lastkreis |
| $C_o$ | Normierungskapazität |
| $C_v$ | Ersatzkapazität zur näherungsweisen Ermittlung von $u_L$ |
| f | Funktion |
| f | Frequenz |
| $f_B$ | Frequenz im Lastkreis |
| i | Augenblickswert des Stromes |
| $\bar{I}$ | linearer Mittelwert des Stromes |
| $\Delta i$ | Schwingungsbreite des Stromes |
| I | Effektivwert des Stromes |
| $\underline{I}$ | Zeiger des Stromes mit sinusförmiger Zeitabhängigkeit |
| Im | Imaginärteil |
| j | imaginäre Einheit |
| $k_v$ | Faktor zur näherungsweisen Ermittlung von $u_L$ |
| $k_o$ | Integrationsfaktor des Integrierers in der Analogrechenschaltung |
| L | Induktivität des Verbrauchers bei Parallelersatzschaltung |
| $L_d$ | Glättungsinduktivität |
| $L_o$ | Normierungsinduktivität |
| m | Maßstabsfaktor, der normierte Größen verknüpft |
| $m^+$ | Maßstabsfaktor, der physikalische Größen verknüpft |

| | |
|---|---|
| $p$ | Eigenwert des Differentialgleichungssystems |
| $P_q$ | Blindleistung |
| $P_{qC}$ | Summe der Blindleistungen aller Kondensatoren des Lastkreises |
| $P_w$ | Wirkleistung des Verbrauchers und (bei Annahme verlustloser Bauelemente) Wirkleistung im Zwischenkreis |
| $P_{wmax}$ | größtmögliches $P_w$ bei gegebenen Verbraucherdaten |
| $P^{I}_{wmax}$ | wie $P_{wmax}$, jedoch nur bezüglich des Bereichs (I) |
| $P^{II}_{wmax}$ | wie $P_{wmax}$, jedoch nur bezüglich des Bereichs (II) |
| $q...$ | $= P_{q...}/P_{qC}$, relative kapazitive Blindleistung |
| $Q$ | Güte des Verbrauchers (Verhältnis von Blind- zu Wirkleistung) |
| $r$ | $= R/Y_{LN}$ |
| $R$ | Wirkwiderstand des Verbrauchers bei Parallelersatzschaltung |
| $R_o$ | Normierungswiderstand |
| $Re$ | Realteil |
| $t$ | Zeit |
| $t_c$ | Schonzeit des Thyristors |
| $t'_c$ | Schonzeit des Thyristors nach Näherungsrechnung |
| $t_{c1}$ | $= \gamma_1/\omega_B$ (zur Vereinfachung auch Schonzeit genannt) |
| $T$ | Zeitdauer, Periodendauer |
| $T_B$ | Periodendauer im Lastkreis |
| $u$ | Augenblickswert der Spannung |
| $\bar{u}$ | linearer Mittelwert der Spannung |
| $\bar{u}_{dmax}$ | größtmögliche Zwischenkreisspannung bei gegebenen Verbraucherdaten |
| $\bar{u}^{I}_{dmax}$ | wie $\bar{u}_{dmax}$, jedoch nur bezüglich des Bereichs (I) |
| $\bar{u}^{II}_{dmax}$ | wie $\bar{u}_{dmax}$, jedoch nur bezüglich des Bereichs (II) |
| $\bar{u}_{di}$ | Größtwert der ideellen Gleichspannung |
| $\overline{\lvert u \rvert}$ | Gleichrichtwert der Spannung |
| $U$ | Effektivwert der Spannung |
| $\underline{U}$ | Zeiger der Spannung mit sinusförmiger Zeitabhängigkeit |
| $\ddot{u}_{C2}$ | $= U_{C2}/U_L$ (Effektivwerte der Grundschwingungen) |
| $\ddot{u}_V$ | $= U_V/U_L$ (Effektivwerte der Grundschwingungen) |
| $v_L$ | $= u_L/\hat{u}_{L1}$ (Näherung zur Lastspannungsverzerrung) |
| $v_{Lm}, v_{Lp}$ | besonders bezeichnete Werte von $v_L$ (s. Bild 3.1/3) |

| | |
|---|---|
| $x$ | relativer Blindwiderstand (Bezugsgröße ist $Y_{LN}$) |
| $\underline{y}_L$ | $= \underline{Y}_L / Y_{LN}$ |
| $y_L$ | $= \lvert \underline{y}_L \rvert$ |
| $\underline{Y}_L$ | Eingangs-Admittanzoperator des Lastkreises |
| $Y_L$ | $= \lvert \underline{Y}_L \rvert$ |
| $\alpha_m$ | Potentiometerwert der Analogrechenschaltung, m=1...38 |
| $\gamma$ | Löschwinkel |
| $\gamma_1$ | $= \lvert \varphi_1 \rvert$ |
| $\delta_i$ | $= \Delta i_{dN} / \bar{I}_{dN}$, relative Schwingungsbreite |
| $\sigma$ | Realteil von p |
| $\sigma_R$ | $= R/R_N$ |
| $\sigma_L$ | $= L/L_N$ |
| $-\varphi_1$ | Verschiebungswinkel zwischen den Grundschwingungen von Spannung und Strom am Wechselrichterausgang |
| $\vartheta$ | Winkel zwischen $\underline{U}_V$ und $\underline{U}_X$ (Lastkreis zweiter Art), Winkel zwischen $\underline{I}_{C2}$ und $\underline{U}_L$ (Lastkreis dritter Art) |
| $\vartheta'$ | Winkel zwischen $\underline{U}_V$ und $\underline{U}_L$ (Lastkreis dritter Art) |
| $\omega$ | Kreisfrequenz, Imaginärteil von p |
| $\omega_B$ | Kreisfrequenz im Lastkreis |
| $\Omega_B$ | $= \omega_B / \omega_{BN} = f_B / f_{BN}$ |

b) Indizes und ihre Bedeutung

| | |
|---|---|
| a | Anschwingwert |
| C | kapazitiv |
| C1,C2,C3 | kapazitiv; Kondensator $C_1$, $C_2$, $C_3$ |
| d | Größe im Umrichterzwischenkreis |
| i | Strom |
| L | Last (Ausnahme: $\sigma_L$) |
| Ld | Glättungsinduktivität |
| max | maximal |
| n | Netz |
| n | d.n-te |
| N | Nennwert |

| | |
|---|---|
| ref | Bezugswert der normierten analogen Simulationsgröße |
| R | ohmsche Komponente |
| s | Sollwert |
| so | stromrichterseitige Transformatornullpunktspannung |
| S | Simulation |
| t | Zeit |
| u | Spannung |
| V | Verbraucher |
| WR | wechselrichterseitig |
| X | induktive Komponente |
| 1 | Grundschwingung (Ausnahme: C1) |
| ^ | größter periodischer Augenblickswert (hochgestellt) |

## 0.2 Übersicht

Der Zwischenkreisumrichter mit lastgeführtem Wechselrichterteil wird als jetziger Stand der Umrichtertechnik zur mittelfrequenten Induktionserwärmung im ersten Abschnitt kurz beschrieben. Die im Anhang A1 angegebenen Ergebnisse des Vergleichs dieser Schaltung mit anderen Umrichtervarianten zeigen, daß es bezüglich des Bauaufwandes günstig ist, wenn weder auf der Netz- noch auf der Verbraucherseite Transformatoren eingesetzt werden.

Um in diesem Fall Verbraucher und Kondensatoren, mit denen der hohe induktive Blindleistungsbedarf des Verbrauchers bereitgestellt wird, für optimale Spannungen dimensionieren zu können, werden im dritten Abschnitt drei Arten der Aufteilung der Kondensatorbatterie analysiert.

Zuvor werden Vereinbarungen zum Umrichter als Speiseanordnung getroffen und das Betriebsverhalten des Verbrauchers beschrieben (Abschnitt 2).

Im Abschnitt 4 wird das Betriebsverhalten des gesamten Lastkreises [1] unter Berücksichtigung der Betriebsbedingungen der Speiseanordnung untersucht und ein Konzept zur Steuerung und Regelung des Systems Umrichter - Lastkreis entwickelt.

Die Simulation dieses Konzepts zusammen mit Umrichter und Lastkreis mit dem Analogrechner behandelt der fünfte Abschnitt. Anschwingverhalten und stationärer Betrieb werden bei jedem praktisch möglichen Zustand des induktiven Verbrauchers einschließlich der Extremfälle 'ohne Verbraucher' und 'Verbraucher kurzgeschlossen' untersucht.

---

1) Im folgenden wird die Baugruppe 'induktiver Verbraucher und Kondensatorbatterie' als 'Last' bezeichnet.

## 1. Einleitung

In der industriellen Wärmetechnik hat das Verfahren der induktiven Erwärmung in den letzten Jahren immer mehr an Bedeutung gewonnen. Ursache dazu sind - nachdem technische Voraussetzungen zum Einsatz verbesserter Erwärmungsanlagen gegeben waren - sowohl metallurgische als auch wirtschaftliche Vorteile im gesamten Anwendungsbereich bei Schmelzen, Schmiedeerwärmung und Wärmebehandlung. Neuerdings wird die Anwendung der Induktionserwärmung auch aufgrund der Forderungen zum Umweltschutz begünstigt.

Wesentliche technische Entwicklungen im Bereich der Energieumformung für die Mittelfrequenzerwärmung waren einerseits geeignete leistungsstarke Halbleiterbauelemente und andererseits schaltungstechnisch der lastgeführte Schwingkreiswechselrichter. Der Maschinenumformer mit seinen hinreichend bekannten Nachteilen wurde so immer mehr von dem statischen Umrichter ersetzt.

Die Standardschaltung ist heute der Zwischenkreisumrichter, der in der Regel aus der Reihenschaltung von Transformator, netzgeführtem Gleichrichter, Gleichstromzwischenkreis mit Energiespeichern und Schwingkreiswechselrichter besteht. Dieser liefert an den Lastkreis nur Wirkleistung; der hohe Blindleistungsbedarf des induktiven Verbrauchers und die vom Wechselrichter benötigte Blindleistung werden durch Kondensatoren auf der Verbraucherseite gedeckt, d.h. die Kondensatoren ergänzen den induktiven Verbraucher zum Reihen- oder Parallelschwingkreis. Je nach Kompensationsart ergeben sich die Besonderheiten der Schaltung und der Arbeitsweise des Umrichters.

Wesentliche Merkmale des Schwingkreiswechselrichters unabhängig von der Art der Kompensation sind:

1. Während eines Erwärmungs- bzw. Schmelzablaufs ändern sich die Daten des Verbrauchers zum Teil sehr erheblich. Die Kondensatorblindleistung muß also entsprechend dem sich ändernden Blindleistungsbedarf möglichst kontinuierlich einstellbar sein. Beim Schwingkreiswechselrichter geschieht das nicht durch Zu- oder Abschalten von Kondensatoren, son-

dern durch Änderung der Frequenz, d.h. über die Steuerung des Wechselrichters.
Der Wechselrichter arbeitet lastgeführt; die Kondensatoren des Lastkreises stellen zusätzlich die zur Kommutierung und Steuerung erforderliche Blindleistung zur Verfügung. Es sind keine besonderen Einrichtungen zur Zwangskommutierung erforderlich.

2. Infolge der erforderlichen Schonzeit der Ventile muß die resultierende Belastung des Wechselrichters stets kapazitiver Art sein.
Kriterium für die Wahl des Zeitpunkts, zu dem die nicht stromführenden Ventile gezündet werden, ist der Nulldurchgang von Laststrom bzw. -spannung unter Beachtung der notwendigen Schonzeit der stromführenden Ventile. Strom- bzw. Spannungsverlauf am Wechselrichterausgang und damit die Daten des Verbrauchers bestimmen also die Steuerfrequenz.

Ausführliche Beschreibungen der Wirkungsweise des Schwingkreiswechselrichters auch im Hinblick auf die Unterschiede bei Reihen- und Parallelkompensation geben zahlreiche Veröffentlichungen, wie z.B. [1], [2] und [3].

Zwei für die folgenden Untersuchungen relevante Aspekte sollen jedoch kurz beschrieben werden:

1. Die Arbeitsfrequenz liegt sowohl bei Reihen- als auch bei Parallelkompensation bei Nennbetrieb in der Nähe der Resonanzfrequenz des Lastschwingkreises. Im ersten Fall sind daher näherungsweise die Spannungen am induktiven Verbraucher und am Kondensator gleich groß und entsprechend der Güte des Verbrauchers größer als die speisende Wechselrichterspannung. Im zweiten Fall sind Wechselrichter-, Verbraucher- und Kondensatorspannung identisch.
Bei diesen Gegebenheiten ist es in der Regel nicht möglich, Wechselrichter und Lastkreis spannungsmäßig ohne zwischengeschalteten Transformator optimal auszulegen. Die Nachteile des Mittelfrequenztransformators sind erhöhte Kosten und die Verschlechterung des Wirkungsgrades der Anlage.

2. Das Starten bei Parallelkompensation ist nicht einfach durch Freigabe der Zündimpulse für den Wechselrichter möglich, da nach der ersten Halbschwingung die Kondensatorspannung noch nicht ausreicht, um den Strom auf die nichtleitenden Ventile zu kommutieren. Es sind daher besondere Anschwingeinrichtungen notwendig. Ein Startvorgang läuft beispielsweise folgendermaßen ab:

   Im Lastkreis wird durch Entladung eines aufgeladenen Hilfskondensators eine genügend starke Schwingung erzeugt, aus deren Verlauf die Steuerlogik bereits den ersten Zündzeitpunkt ableitet. Mit der Freigabe der Wechselrichterventile kann der infolge einer Vorstromeinrichtung in der Glättungsdrossel des Zwischenkreises bereits fließende Strom vom Wechselrichter übernommen werden. Es steht damit genügend Energie im Lastkreis zur Verfügung um ein sicheres Anschwingen zu erreichen.

In dieser Arbeit wird untersucht, ob andere Schaltungen von Umrichter und/oder Lastkreis ein verbessertes System zur Versorgung von induktiven Verbrauchern der Elektrowärmetechnik ermöglichen. Dabei sind nicht nur technische, sondern auch wirtschaftliche Aspekte zu beachten. Der Vergleich einiger Umrichterschaltungen, dessen Ergebnisse im Anhang A1 angegeben sind, führt im Sinne dieser Aufgabenstellung zu Syntheseregeln des Lastkreises, die Ausgangspunkt der folgenden Abschnitte sind.

## 2. Grundsätzliches zu Umrichter und Verbraucher

### 2.1 Der Umrichter

Um den Lastkreis unabhängig von der Schaltung des Umrichters behandeln zu können, müssen charakteristische Verhältnisse an dessen Ausgang festgelegt werden. Wie im Anhang A1 erläutert wird, ist es bei den heute ausschließlich eingesetzten Thyristoren sinnvoll, diesbezüglich folgendes zu fordern:

Der Umrichter liefert an seinen Ausgangsklemmen im Idealfall (s. u.) einen rechteckförmigen Wechselstrom.

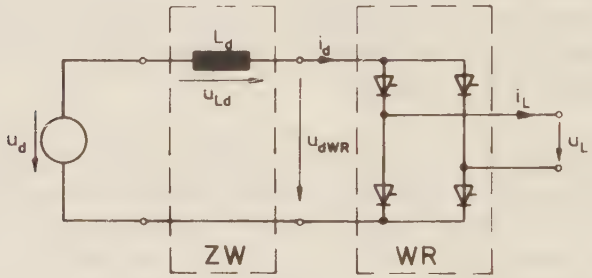


Bild 2.1/1 Ersatzschaltung des Gleichstromzwischenkreisumrichters mit speisender Spannungsquelle $u_d$, Zwischenkreis ZW und Wechselrichter WR.

Für die weiteren Untersuchungen wird dieser Klasse von Speiseanordnung die Schaltung im Bild 2.1/1 entsprechend dem grundsätzlichen Aufbau des Gleichstromzwischenkreisumrichters zugrunde gelegt (vgl. Anhang A1, Bild A1/1a):

Der Wechselrichter (WR) wird über die Glättungsdrossel $L_d$ im Gleichstromzwischenkreis (ZW) aus einer Gleichspannungsquelle $u_d$ gespeist. Sie stellt die Ersatzschaltung des netzgeführten Gleichrichters dar. Unendlich gute Glättung bedeutet eingeprägten Gleichstrom $i_d = I_d$ am WR-Eingang. Bei Vernachlässi-

gung der Kommutierungszeit ist der Laststrom $i_L$ ein rechteckförmiger Wechselstrom. Die Kurvenform der Lastspannung $u_L$ wird durch die Eigenschaften der Last bestimmt.

Folgende Beziehungen gelten am WR-Ausgang bei Annahme
- rechteckförmigen Lastwechselstromes $i_L$
- verlustloser WR-Ventile und Glättungsdrossel
- unendlich großen Leitwertes der Last für die Oberschwingungen des Stromes $i_L$, d.h. einer Lastspannung $u_L$, die nur aus der Grundschwingung $u_{L1}$ besteht:

Grundschwingung des Laststromes

$$I_{L1}^{+} = \frac{2\cdot\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d^{+} \qquad (2.1/1)$$

und Wirkleistung

$$P_w^{+} = U_{L1}^{+} \cdot I_{L1}^{+} \cdot \cos \varphi_1 \qquad (2.1/2),$$

wobei $-\varphi_1$ der Phasenverschiebungswinkel zwischen $\underline{U}_{L1}^{+}$ und $\underline{I}_{L1}^{+}$ ist [1].

$P_w^{+}$ ist gleich der Leistung im Zwischenkreis

$$P_d^{+} = \overline{u}_d^{+} \cdot I_d^{+} .$$

Diese Bedingung liefert mit (2.1/1)

$$U_{L1}^{+} = \frac{\pi}{2\cdot\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos \varphi_1} \cdot \overline{u}_d^{+} \qquad (2.1/3).$$

Normiert mit den Zwischenkreisgrößen erhält man

$$I_{L1} = \frac{2\cdot\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d \qquad (2.1/4)$$

$$U_{L1} = \frac{\pi}{2\cdot\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos \varphi_1} \cdot \overline{u}_d \qquad (2.1/5).$$

Aus der Annahme rechteckförmigen Laststromes folgt, daß Voreilwinkel $\beta$ des WR und Löschwinkel $\gamma$ identisch sind. Bei gegebener Betriebskreisfrequenz $\omega_B$ ist $\gamma$ durch die erforder-

---

1) Die Last ist immer kapazitiv (s. S. 14), d.h. $-\varphi_1$ ist eine positive Größe.

liche Schonzeit $t_c$ der WR-Ventile bestimmt:

$$\gamma = \omega_B \cdot t_c \qquad (2.1/6),$$

Daraus folgt für die Grundschwingungsbetrachtung die Bedingung

$$|\varphi_1| \geq \gamma .$$

## 2.2 Der Verbraucher

Um das für die folgenden Untersuchungen relevante Betriebsverhalten des Verbrauchers festzulegen, wird es für die Hauptanwendungsbereiche mittelfrequenter Erwärmungs- und Schmelzanlagen - auch Öfen genannt - kurz beschrieben.

Entsprechend dem zu verarbeitenden Gut, d.h. aus technologischen Gründen, werden für Nennbetrieb u.a. Arbeitsfrequenz und Heizleistung des Ofens vorgegeben. Der Wirkungsgrad bestimmt die aufgenommene Wirkleistung $P_w$. Neben dieser Größe ist die Güte Q, das Verhältnis von Verbraucherblindleistung zur -wirkleistung, also

$$Q = \frac{P_{qV}}{P_w} \qquad (2.2/1),$$

im Nennbetrieb charakteristisch. Für Erwärmungsanlagen liegt die Güte in der Größenordnung von $Q_N = 5$, bei Schmelzöfen kann sie Werte bis zu 10 annehmen. Bei leerem Induktor steigt das Verhältnis bis zu 15 an, wobei zu beachten ist, daß die Wirkleistungsaufnahme viel geringer als bei Nennbetrieb ist. Extreme Betriebspunkte kleiner Güten ergeben sich beim Einsatz von kaltem magnetischem Material mit Q=1,5...3, beim Sintern [1] und beim Erwärmen bestimmter Materialien mit $Q \approx 1,5$.

---

1)
Das Material zur Neuauskleidung der inneren Ofenwand wird zwischen einem Zylinder aus Stahlblech und der alten Tiegelwand eingestampft. Nach Inbetriebnahme sintert die im Blechzylinder entstehende Wärme das Material zu einer festen Auskleidung. Nach dem Sintern wird der Blechzylinder entfernt.

Während des Erwärmungs- und Schmelzablaufs ändern sich die elektrischen Daten des Heizgutes infolge Temperaturabhängigkeit des spezifischen Widerstandes und der Permeabilität. Allerdings ist die Änderungsgeschwindigkeit so gering, daß keine sprungartigen Laststöße auftreten, selbst bei Durchlaufen der für ferromagnetische Materialien wichtigen Curietemperatur. Stoßartige Laständerungen treten bei Beginn des Aufschmelzens einer Charge durch das Einstürzen von sog. "Brücken" und beim Absinken größerer Teile auf.

Unabhängig von der Bauform ist das elektrische Ersatzschaltbild einer Induktionserwärmungsanlage mit vollem Einsatz näherungsweise wie das eines kurzgeschlossenen Transformators mit großer Hauptreaktanz eine Reihenschaltung von induktivem Blind- und Wirkwiderstand.

Der in 2.1 definierte WR-Ausgangs- bzw. Laststrom bedingt, daß zumindest ein Teil der zur Kompensation der induktiven Blindleistung benötigten Kondensatorbatterie direkt parallel zum WR-Ausgang liegt. Bei reiner Parallelkompensation erhält man so das Ersatzschaltbild des Lastkreises nach Bild 2.2/1a. Da die Kondensatorgüte erheblich größer als die Ofengüte ist, können die Verluste des Kondensators vernachlässigt werden. In [4] ist aufgrund von Messungen gezeigt, daß im Bereich üblicher Güten und Arbeitsfrequenzen der Last auch eine Ersatzschaltung nach Bild 2.2/1b zulässig ist. Keine der beiden Schaltungen gibt die Verhältnisse exakt wieder. Berechnungsgrundlagen zur Ermittlung eines genaueren Ersatzschaltbildes sind z. B. in [5] und [6] veröffentlicht.

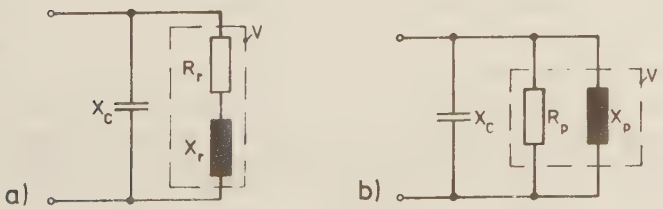


Bild 2.2/1 Ersatzschaltungen des Lastkreises mit Verbraucher V.

Im folgenden wird die Parallelschaltung von frequenzunabhängigem Wirk- und Blindwiderstand nach Bild 2.2/1b als Verbraucherersatzschaltung gewählt. Dafür ist mit (2.2/1) die Güte

$$Q = \frac{R_p}{\omega_B \cdot L_p} \qquad (2.2/2).$$

Aus Wirkleistung, Ofenspannung, Güte und Betriebsfrequenz bei Nennbetrieb erhält man $R_{pN}$ und $L_{pN}$.

Im Falle nicht sprungartiger Belastungsänderungen kann das Verhalten der Erwärmungsanlage als quasistationär betrachtet werden. Es genügt, bei nicht zu starken Frequenzabweichungen praktisch mögliche Betriebszustände des Verbrauchers durch Änderung der Werte von $R_p$ und $L_p$ des Ersatzschaltbildes darzustellen [1)]. Damit werden auch Betriebszustände erfaßt, bei denen Schmelzofen oder Heizinduktor nur teilweise gefüllt sind.

Sprungartige Belastungsänderungen treten wie bereits erläutert beim Anfahren kalter Schmelzen auf. Es können jedoch keine weiteren Aussagen gemacht werden, da das genaue Verhalten eines Ofens bei Durchlauf von Material nicht bekannt ist. Hierzu wären eingehende Untersuchungen an ausgeführten Anlagen nötig. Sicher reicht zur Darstellung des dynamischen Verhaltens, z. B. durch Simulation am Analogrechner, weder Reihen- noch Parallelersatzschaltung des Verbrauchers nach Bild 2.2/1 aus. Solche Vorgänge sind nicht Gegenstand dieser Arbeit.

---

1) In den folgenden Abschnitten wird der Index 'p' nicht mehr gesetzt, da nur die Parallelersatzschaltung des Verbrauchers verwendet wird.

## 3. Dimensionierung des Lastkreises

In den Abschnitten 3.1 und 3.2 werden wie im Abschnitt 2.1 glatter Gleichstrom $i_d$ und rechteckförmiger Wechselstrom $i_L$ angenommen (Bild 2.1/1). Die elementaren Zusammenhänge zur Dimensionierung des Lastkreises werden anhand der Wirkung der Grundschwingung $i_{L1}$ auf den Lastkreis ermittelt. Ein Näherungsverfahren ermöglicht auf einfache Weise, die Verzerrung der Lastspannung $u_L$ (Bild 2.1/1) durch die Oberschwingungen des Laststromes $i_L$ und damit die Belastung der WR-Ventile sehr gut abzuschätzen. Für ein Beispiel werden die Ergebnisse mit dem exakten Rechenverfahren nach Anhang A2 überprüft. Nach dem gleichen exakten Verfahren wird in Abschnitt 3.3 bei eingeprägter Speisegleichspannung $u_d$ der Einfluß der Induktivität $L_d$ im ZW (Bild 2.1/1) auf die Dimensionierung untersucht; die Kommutierungszeit wird dabei wie im Falle eingeprägten Gleichstromes $i_d$ vernachlässigt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird in den Abschnitten 3.1 bis 3.2.3 der Index "N" für "Nenn-" bei allen Gleichungen weggelassen; ebenso wird, sofern Eindeutigkeit besteht, der Index "1" für "Grundschwingungs-" nicht geschrieben.

### 3.1 Grundsätzliches zur Kondensatorbatterie im Lastkreis

Die Gleichspannung des Zwischenkreises (s. Bild 2.1/1) bestimmt die Wechselrichterausgangsspannung. Ohne Netz- bzw. Mittelfrequenztransformator - eine wirtschaftlich günstige Lösung - können bei reiner Parallelkompensation nach Bild 2.2/1 optimale Spannungen an Kondensatorbatterie und Verbraucher nicht realisiert werden. Bei einem Gleichrichter in Drehstrombrückenschaltung direkt am speisenden 220/380V-Netz beträgt die Zwischenkreisspannung $\bar{u}_d^+ \approx 500$ V. Damit folgt aus (2.1/3) bei üblichen Verschiebungswinkeln $|\varphi_1| = 20^\circ \ldots 30^\circ$ die WR-Ausgangsspannung $U_L^+ \approx 600$ V. Für mit diesen Daten mögliche Leistungen liegen optimale Verbraucherspannungen bei 900 ... 1200 V. Diese Werte sind zugleich optimale Kondensatorspannungen, so daß für alle Lastkreiselemente etwa gleiche

Spannungen vom 1,5- bis 2-fachen Wert der WR-Ausgangsspannung anzustreben sind. Die Aufgabe besteht darin, zu untersuchen, ob diese Spannungsanpassung durch besondere Aufteilung der Kondensatorbatterie im Lastkreis erreicht werden kann.

In Anlehnung an den Löschwinkel $\gamma$ wird für die Phasenverschiebung zwischen Grundschwingung von Laststrom und -spannung die Bezeichnung $\gamma_1$ gewählt:

$$\gamma_1 = |\varphi_1| \qquad (3.1/1).$$

Entsprechend (2.1/6) gilt bei der Grundschwingungsrechnung

$$\gamma_1 = \omega_B \cdot t_{c1} \qquad (3.1/2).$$

Zunächst werden einige für die Berechnungen notwendige Grundschwingungsbeziehungen angegeben.

Die Wirkungsweise des lastgeführten WR nach Bild 2.1/1 erfordert eine insgesamt zu installierende Kondensatorblindleistung

$$P_{qC} = P_{qV} + P_{qL} \qquad (3.1/3),$$

wobei $P_{qL}$ bzw. $P_{qV}$ die normierten Werte der WR-Steuer- bzw. der Verbraucherblindleistung sind. Es ist mit (3.1/1)

$$P_{qL} = U_L \cdot I_L \cdot \sin \gamma_1 .$$

Aus (2.1/2) folgt in normierter Form mit (3.1/2)

$$U_L \cdot I_L = \frac{1}{\cos \gamma_1} \cdot P_w \qquad (3.1/4)$$

und damit

$$P_{qL} = \tan \gamma_1 \cdot P_w \qquad (3.1/5).$$

Mit diesen Beziehungen und (2.2/1) wird aus (3.1/3)

$$P_{qC} = U_L \cdot I_L \cdot (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1) \qquad (3.1/6)$$

bzw.

$$P_{qC} = (Q + \tan \gamma_1) \cdot P_w \qquad (3.1/7).$$

Vorhandene Schonzeit $t_c$ und lastseitige Spannungsbeanspruchung der WR-Ventile werden bestimmt vom Zeitverlauf der Lastspannung. Bei dieser Rückwirkung des Lastkreises auf die Dimensionierung des WR darf der Einfluß der Stromoberschwingungen auf die Verzerrung der Lastspannung nicht vernachlässigt werden, d.h. die Näherung "Eingangsleitwert der Last ist für die Oberschwingungen unendlich" muß überprüft werden.

Mit dem folgenden Verfahren ist es auf einfache Weise möglich, die charakteristischen Werte des zeitlichen Verlaufs der Lastspannung in Form von Kurvenscharen darzustellen. Ein Vergleich der nach diesem Verfahren ermittelten Werte mit denen nach der exakten Rechnung in Abschnitt 3.2.4 bestimmten zeigt gute Übereinstimmung. Der Näherung liegt die Ersatzschaltung des Lastkreises im Bild 3.1/1 zugrunde.

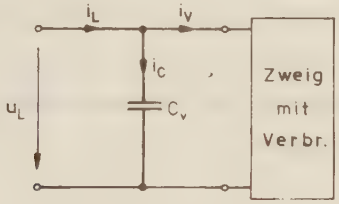


Bild 3.1/1 Ersatzschaltung des Lastkreises zur näherungsweisen Bestimmung der Lastspannungsverzerrung.

Die Ersatzkapazität $C_v$ ist abhängig von der Aufteilung der Kondensatorbatterie und so definiert, daß über sie die Oberschwingungen des Laststromes $i_L$ fließen und damit der Strom im Zweig mit dem Verbraucher oberschwingungsfrei ist. Es werden also folgende Annahmen getroffen:

- der Widerstand des Verbraucherzweiges ist für die Oberschwingungen sehr groß gegenüber dem des Zweiges mit $C_v$; $i_V$ wird näherungsweise als reiner Grundschwingungsstrom angenommen: $i_V = i_{V1}$;
- die 1. Harmonische des Laststromes teilt sich entsprechend den Leitwerten auf in $i_{C1}$ und $i_V$.

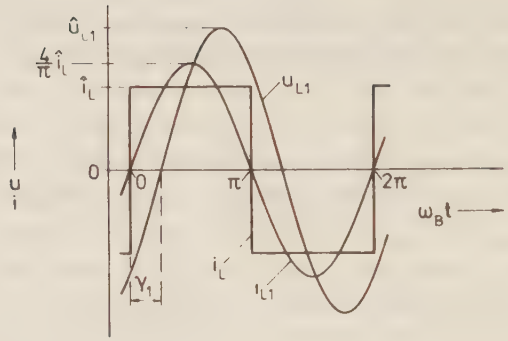


Bild 3.1/2 Verläufe des Laststromes $i_L$, dessen Grundschwingung $i_{L1}$ und der ersten Harmonischen $u_{L1}$ der Lastspannung (vgl. Bild 3.1/1).

Bild 3.1/2 zeigt die Verläufe von $i_L$, dessen Grundschwingung $i_{L1}$ und der 1. Harmonischen der Lastspannung $u_{L1}$.
Die Voraussetzungen bedeuten

$$i_C = i_L - i_V$$

$$i_V = i_{L1} - i_{C1} \qquad \text{d.h.}$$

$$i_C = i_L - i_{L1} + i_{C1} \qquad (3.1/8).$$

Die Lastspannung

$$u_L = \frac{1}{C_v} \cdot \int i_C \, dt \qquad (3.1/9)$$

ist eine Wechselspannung; es genügt die Betrachtung einer Halbperiode, hier $0 \leq \omega_B t \leq \pi$ (s. Bild 3.1/2), für die

$$i_L = +\hat{i}_L$$

gilt.

Weiterhin sind (s. Bilder 3.1/1 und 3.1/2)

$$i_{L1} = \frac{4}{\pi} \cdot \hat{i}_L \cdot \sin \omega_B t$$

und mit

$$u_{L1} = \hat{u}_{L1} \cdot \sin (\omega_B t - \gamma_1)$$

$$i_{C1} = \hat{u}_{L1} \cdot \omega_B \cdot C_\nu \cdot \cos (\omega_B t - \gamma_1) \ .$$

Mit diesen Beziehungen erhält man aus (3.1/8) und (3.1/9)

$$u_L = \frac{\hat{i}_L}{\omega_B \cdot C_\nu} (\omega_B t + \frac{4}{\pi} \cdot \cos \omega_B t) + \hat{u}_{L1} \cdot \sin(\omega_B t - \gamma_1) + K \ .$$

Die Kondensatorspannung kann sich nur stetig ändern, so daß

$$u_L(0) = -u_L(\pi)$$

eine Gleichung zur Bestimmung der Integrationskonstanten K ist:

$$K = -\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\omega_B \cdot C_\nu} \quad ;$$

damit wird

$$u_L = \frac{\hat{i}_L}{\omega_B \cdot C_\nu} (\omega_B t + \frac{4}{\pi} \cdot \cos \omega_B t - \frac{\pi}{2}) + \hat{u}_{L1} \cdot \sin(\omega_B t - \gamma_1) \quad (3.1/10).$$

Diese Gleichung wird zur weiteren Auswertung mit den Abkürzungen

$$v_L = \frac{u_L}{\hat{u}_{L1}} \qquad (3.1/11),$$

$$k_v = \frac{\hat{u}_{L1}}{\hat{i}_L} \cdot \omega_B \cdot C_\nu \qquad (3.1/12)$$

umgeformt zu

$$v_L = \frac{1}{k_v} (\omega_B t + \frac{4}{\pi} \cos \omega_B t - \frac{\pi}{2}) + \sin(\omega_B t - \gamma_1) \qquad (3.1/13).$$

Den Verlauf einer Halbperiode der auf den Scheitelwert der 1. Harmonischen bezogenen Lastspannung für $k_v = 0,5$ und $\gamma_1 = 30^o$ zeigt Bild 3.1/3.

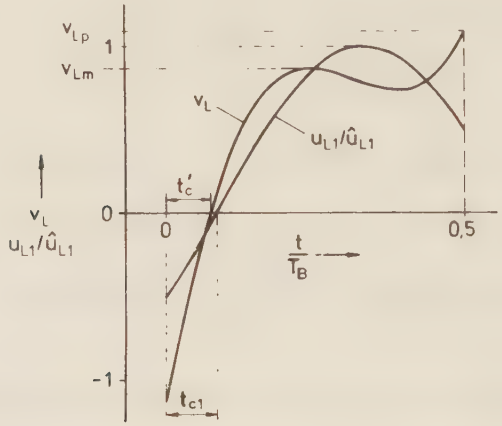


Bild 3.1/3 Zeitverläufe einer Halbperiode der durch Oberschwingungen des Laststromes verzerrten relativen Lastspannung $v_L = u_L/\hat{u}_{L1}$ für $k_v = 0,5$, $\gamma_1 = 30^o$ und der relativen Grundschwingung $u_{L1}/\hat{u}_{L1}$.

Der periodische Spitzenwert $v_{Ls}$ ergibt die Spannungsbelastung der WR-Ventile, im Bild 3.1/3 also $v_{Ls} = v_{Lp}$.

Je nach $k_v$ und $\gamma_1$ ist $v_{Ls}$ gleich $v_{Lp}$ oder gleich $v_{Lm}$. Es können prinzipiell vier Fälle unterschieden werden:

I $v_{Ls} = v_{Lp}$, $v_{Lm} < v_{Lp}$ (entspricht Bild 3.1/3) ;

II $v_{Ls} = v_{Lp}$, $v_{Lm}$ tritt nicht auf, d.h. die Steigung von $v_L$ wechselt das Vorzeichen während einer Halbperiode nicht;

III $v_{Ls} = v_{Lm}$, positive Steigung von $v_L$ bei $t = 0,5 \cdot T_B$ ;

IV $v_{Ls} = v_{Lm}$, negative Steigung von $v_L$ bei $t = 0,5 \cdot T_B$.

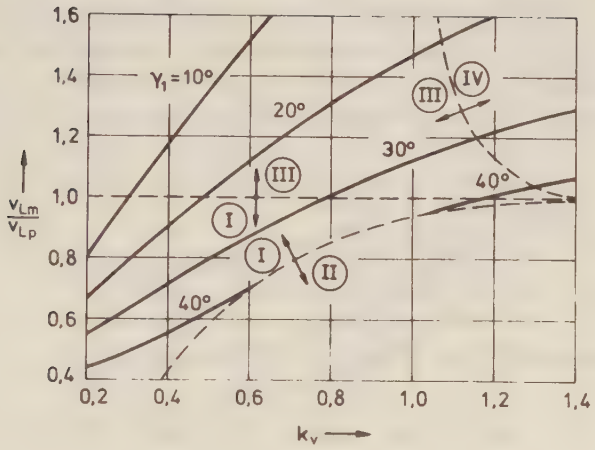


Bild 3.1/4 $v_{Lm}/v_{Lp}$ (vgl. Bild 3.1/3) in Abhängigkeit von $k_v$ mit $\gamma_1$ als Parameter; zu (I) bis (IV) s. Text.

In Bild 3.1/4 ist $v_{Lm}/v_{Lp} = f(k_v)$ mit $\gamma_1$ als Parameter dargestellt. Es sind die Bereiche entsprechend den erläuterten Fällen I bis IV für den Verlauf von $v_L$ angegeben. Man erkennt, daß für praktisch vorkommende Winkel $\gamma_1$ bis etwa 30° der Fall II ausscheidet. Für Zeitverläufe von $v_L$, die der Definition des Bereichs II genügen, existiert $v_{Lm}/v_{Lp}=f(k_v)$ nicht, so wie teilweise für $\gamma_1 = 40°$. Gute Spannungsausnutzung der WR-Ventile bedeutet $v_{Lp} \approx v_{Lm}$, d.h. der Lastkreis sollte für die Grenze von Bereich I und III ($v_{Lm}/v_{Lp} = 1$) dimensioniert sein. In den Bildern 3.1/5 und 3.1/6 sind die für die Spannungsbeanspruchung der WR-Ventile wesentlichen Werte $v_{Lp}$ und $v_{Lm}$ in Abhängigkeit von $k_v$ aufgetragen. Im Bild 3.1/6 wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit nur die wichtige Grenzlinie zwischen Bereich I und III eingezeichnet. Die Unterbrechung der Kurve für $\gamma_1 = 40°$ ist analog der des Bildes 3.1/4 zu erklären (s.o.).

Wie Bild 3.1/3 zeigt, wird durch die Verzerrung der Lastspannung der Zeitpunkt ihres Nulldurchgangs verschoben.

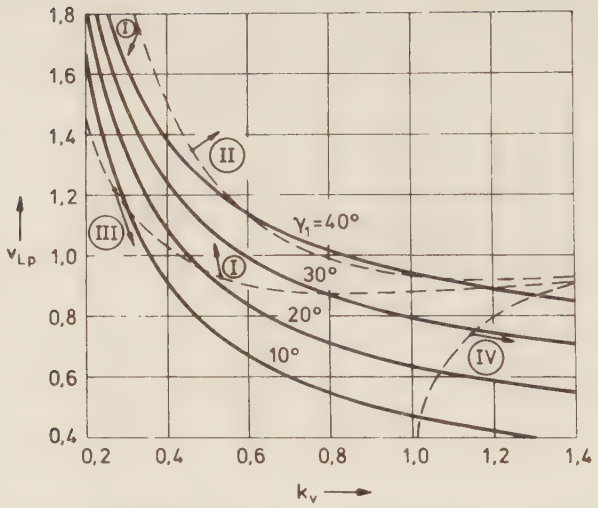


Bild 3.1/5 $v_{Lp}$ (vgl. Bild 3.1/3) in Abhängigkeit von $k_v$ mit $\gamma_1$ als Parameter; zu (I) bis (IV) s. Text.

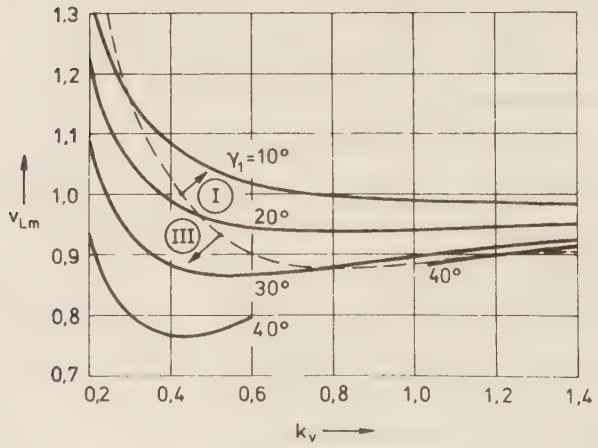


Bild 3.1/6 $v_{Lm}$ (vgl. Bild 3.1/3) in Abhängigkeit von $k_v$ mit $\gamma_1$ als Parameter; zu (I) und (III) s. Text.

Bild 3.1/7 gibt das Verhältnis von Schonzeit $t_c'$ bei verzerrter Kurvenform zu der nach (3.1/2) berechneten Zeit $t_{c1} = \gamma_1/\omega_B$ in Abhängigkeit von $k_v$ an. Theoretisch ist $t_c'/t_{c1} = 1$ für $\gamma_1 = 22{,}7^\circ$ unabhängig von $k_v$. Werte $\gamma_1 < 22{,}7^\circ$ sind unkritisch, da $t_c'/t_{c1} > 1$ ist. Für $\gamma_1 > 22{,}7^\circ$ ist bei der Dimensionierung im Bereich üblicher Winkel bis $30^\circ$ die Schonzeit $t_c'$ 10 bis 15% kleiner als der aus $\gamma_1$ berechnete Wert $t_{c1}$.

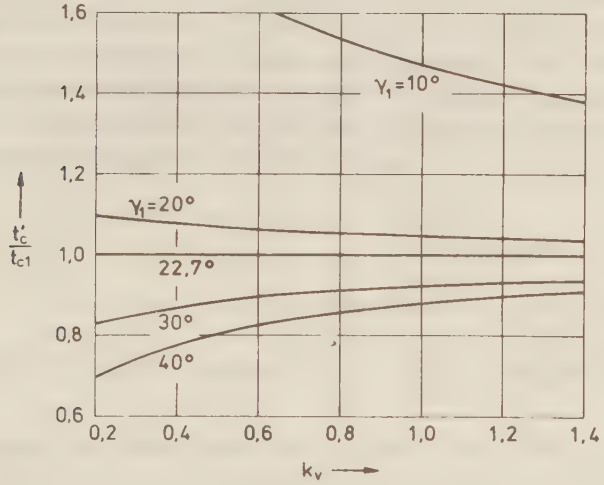


Bild 3.1/7 $t_c'/t_{c1}$ (vgl. Bild 3.1/3) in Abhängigkeit von $k_v$ mit $\gamma_1$ als Parameter.

Um die Abhängigkeit von den Nenndaten zu verdeutlichen, wird (3.1/12) umgeformt. Mit

$$\hat{i}_L = \frac{\pi}{4}\sqrt{2}\cdot I_{L1} \quad \text{und}$$

$$\hat{u}_{L1} = \sqrt{2}\cdot U_{L1} \qquad (3.1/14)$$

erhält man, wenn vereinbarungsgemäß der Index "1" für "Grundschwingung" weggelassen wird,

$$k_v = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{U_L}{I_L}\cdot\omega_B\cdot C_v$$

und mit (3.1/4)

$$k_v = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_L^2 \cdot \omega_B \cdot C_v}{P_w} \cdot \cos \varphi_1 \qquad (3.1/15).$$

Bei gegebener WR-Ausgangsspannung $U_L$, Betriebskreisfrequenz $\omega_B$ sowie erforderlicher Schonzeit der WR-Ventile ist $k_v$ durch die Anordnung der Kondensatorbatterie im Lastkreis bestimmt. Aus den in den Bildern 3.1/4 bis 3.1/7 dargestellten Kurvenscharen ist es über $k_v$ möglich, den Einfluß der durch die Oberschwingungen des Laststromes verzerrten Lastspannung auf Schonzeit und Spannungsbelastung der WR-Ventile zu ermitteln. Für den normierten Zeitverlauf der Lastspannung $u_L$, d.h. bezogen auf die Gleichspannung im Zwischenkreis, folgt aus (2.1/5) mit (3.1/1) und (3.1/14) die Grundschwingungsamplitude

$$\hat{u}_{L1} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\cos \varphi_1} \cdot \bar{u}_d \; ;$$

aus dieser Beziehung wird mit (3.1/11)

$$u_L = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{v_L}{\cos \varphi_1} \cdot \bar{u}_d \qquad (3.1/16).$$

Für die folgenden Betrachtungen zur Anordnung der Kondensatorbatterie im Lastkreis ist zusammenfassend festzustellen:

- Verbraucher- und Kondensatorspannungen sollen etwa gleich groß sein und das 1,5- bis 2-fache der WR-Ausgangsspannung betragen; sofern ein Teil der Kondensatorbatterie direkt parallel zum WR-Ausgang liegt, sollte er keinen wesentlichen Beitrag zur installierten Kondensatorblindleistung liefern.
- Spannungsbeanspruchung und Schonzeit der WR-Ventile dürfen durch Lastspannungsverzerrungen infolge Oberschwingungen des Stromes nicht ungünstig beeinflußt werden.
- Nach (3.1/16) sollte $\varphi_1$ möglichst klein sein, wobei (3.1/2) zu beachten ist; im Mittelfrequenzbereich bei Verwendung üblicher WR-Ventile gilt $20^\circ \leq \varphi_1 \leq 30^\circ$.
- Die Nenngüte des Verbrauchers wird im folgenden bei numerischer Auswertung einheitlich mit Q = 5 angenommen.

## 3.2 Drei Varianten zur Schaltung von Kondensatorbatterie und Verbraucher

### 3.2.1 Lastkreis erster Art

Die erste Variante der Anordnung der Kondensatorbatterie im Lastkreis zeigt Bild 3.2.1/1. Das Zeigerdiagramm der Grundschwingungen von Strömen und Spannungen ist in Bild 3.2.1/2 dargestellt.

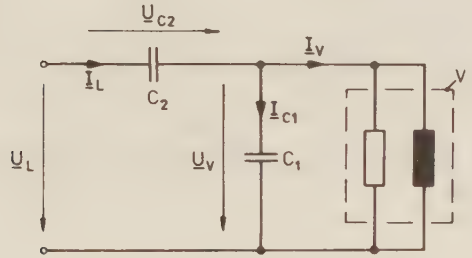


Bild 3.2.1/1 Lastkreis erster Art mit Verbraucher V.

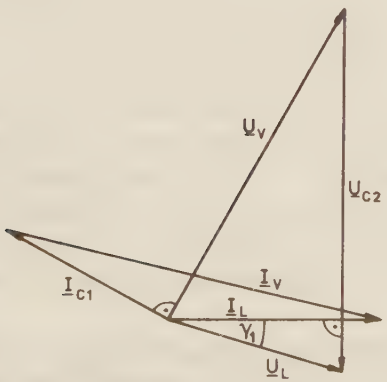


Bild 3.2.1/2 Zeigerdiagramm von Strömen und Spannungen der Schaltung im Bild 3.2.1/1.

Die gesamte Blindleistung der Kondensatoren $C_1$ und $C_2$

$$P_{qC} = P_{qC1} + P_{qC2} \qquad (3.2.1/1)$$

ist gleich der Summe aus Verbraucher- und Steuerblindleistung

$$P_{qC} = U_L \cdot I_L \cdot (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1) \qquad (3.1/6).$$

Mit

$$P_{qC2} = U_{C2} \cdot I_L$$

folgt aus (3.1/6) die Beziehung

$$\frac{P_{qC2}}{P_{qC}} = \frac{U_{C2}}{U_L \cdot (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1)} \quad .$$

Den Zusammenhang der Lastkreisspannungen liefert das Zeigerdiagramm Bild 3.2.1/2:

$$U_V^2 = U_{C2}^2 + U_L^2 - 2 \cdot U_L \cdot U_{C2} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} - \gamma_1\right) .$$

Die beiden letzten Beziehungen und (3.2.1/1) werden mit

$$\left.\begin{aligned} \frac{P_{qC1}}{P_{qC}} &= q_{C1} & \frac{P_{qC2}}{P_{qC}} &= q_{C2} \\ \frac{U_{C2}}{U_L} &= \ddot{u}_{C2} & \frac{U_V}{U_L} &= \ddot{u}_V \end{aligned}\right\} \qquad (3.2.1/2)$$

umgeformt zu

$$1 = q_{C1} + q_{C2} \qquad (3.2.1/3)$$

$$\ddot{u}_{C2} = q_{C2} \, (Q \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1) \qquad (3.2.1/4)$$

$$\ddot{u}_V^2 = 1 + \ddot{u}_{C2}^2 - 2 \cdot \ddot{u}_{C2} \cdot \sin \gamma_1 \qquad (3.2.1/5).$$

Aus (3.2.1/3) folgt die Bedingung $0 \leq q_{C2} \leq 1$ für die Auswertung von (3.2.1/4) und (3.2.1/5). Der Grenzfall $q_{C2} = 1$ ist auszuschließen, da er reine Reihenkompensation bedeutet, bei der die nach Abschnitt 2.1 definierte Klasse von Umrichtern nicht anwendbar ist. $q_{C2} = 0$ heißt reine Parallelkompensation und ist ebenfalls auszuschließen.

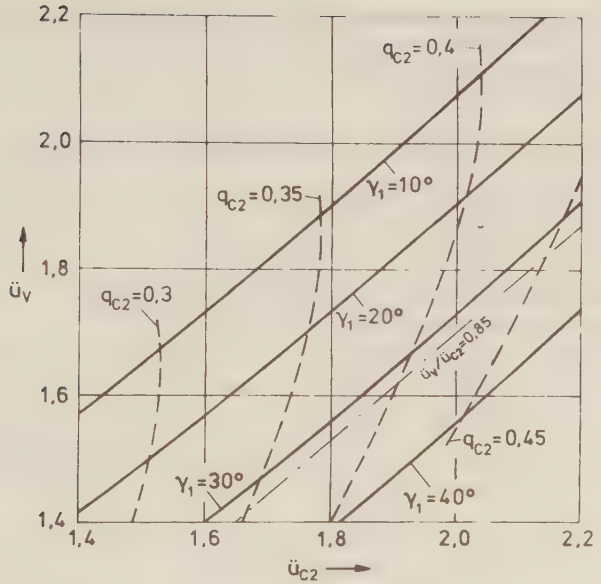


Bild 3.2.1/3 Relative Verbraucherspannung $\ddot{u}_V = U_V/U_L$ in Abhängigkeit von der relativen Spannung $\ddot{u}_{C2} = U_{C2}/U_L$ mit $\gamma_1$ als Parameter (—) bei Q=5; die gestrichelten Kurven gelten für konstantes $q_{C2} = P_{qC2}/P_{qC}$.

Bild 3.2.1/3 zeigt die Abhängigkeit der Verbraucherspannung $U_V$ von der Spannung $U_{C2}$, beide bezogen auf die Lastspannung $U_L$; es sind $\gamma_1$ Parameter und Q = 5. Die gestrichelt eingezeichneten Kurven für $q_{C2}$ = konst. lassen erkennen, daß die o.g. Bedingung bezüglich der Blindleistung des Kondensators $C_2$ im gewünschten Spannungsbereich von $U_V$ und $U_{C2}$ erfüllt ist.

Zur Ermittlung der Lastspannungsverzerrung infolge Oberschwingungen des Laststromes wird die Gleichung

$$k_v = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_L^2 \cdot \omega_B \cdot C_v}{P_w} \cdot \cos \gamma_1 \qquad (3.1/15)$$

ausgewertet.

Entsprechend der Definition von $C_\nu$ in Abschnitt 3.1 ist

$$\omega_B \cdot C_\nu = \frac{1}{\frac{1}{\omega_B \cdot C_1} + \frac{1}{\omega_B \cdot C_2}} \quad .$$

Für $k_v$ erhält man mit dieser Beziehung, mit

$$P_{qC1} = \omega_B \cdot C_1 \cdot U_V^2 \quad \text{und}$$

$$P_{qC2} = \omega_B \cdot C_2 \cdot U_{C2}^2$$

sowie mit den Beziehungen (3.2.1/2) den Ausdruck

$$k_v = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{P_{qC}}{P_w} \cdot \frac{\cos \gamma_1}{\frac{\ddot{u}_V^2}{q_{C1}} + \frac{\ddot{u}_{C2}^2}{q_{C2}}} \quad .$$

Weitere Umformung mit den Gleichungen (3.1/7), (3.2.1/3), (3.2.1/4) und (3.2.1/5) ergibt

$$k_v = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1 - \ddot{u}_{C2}}{1 + \ddot{u}_{C2} \, (Q \cdot \cos \gamma_1 - \sin \gamma_1)} \qquad (3.2.1/6).$$

Die Funktion $k_v = f(u_{C2})$ ist im Bild 3.2.1/4 mit dem Winkel $\gamma_1$ als Parameter aufgetragen.

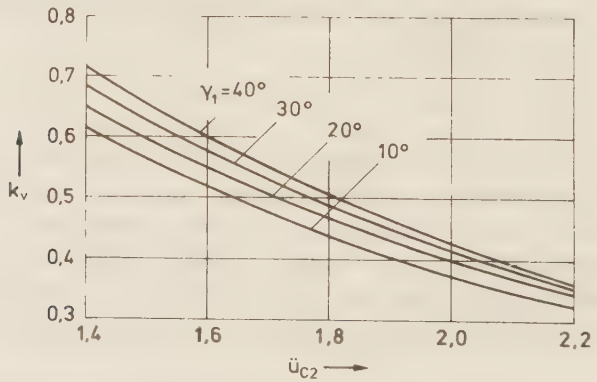


Bild 3.2.1/4 Faktor $k_v$ zur Lastspannungsverzerrung infolge Oberschwingungen des Laststromes; $\gamma_1$ ist Parameter; Q=5.

Anhand der Bilder 3.2.1/3 und 3.2.1/4 können die am Ende von Abschnitt 3.1 an den Lastkreis gestellten Forderungen überprüft werden:

Mit vorgegebenem $\gamma_1$ ist die Wahl eines der Spannungsverhältnisse $\ddot{u}_V$ oder $\ddot{u}_{C2}$ frei. Bei Beachtung der strichpunktierten Geraden $\ddot{u}_V/\ddot{u}_{C2} = 0{,}85$ in Bild 3.2.1/3 sieht man, daß für $\gamma_1$ bis zu 30 ° die Verbraucherspannung und damit die Spannung an $C_1$ (s. Bild 3.2.1/1) bis ca. 15 % kleiner als die Spannung an $C_2$ ist. Infolge des rechteckförmigen Laststromes ist $u_{C2}$ nahezu dreieckförmig. Je geringer $q_{C2}$ ist, je mehr wird $u_V$ sinusförmig sein. Um daher bei Berücksichtigung des Oberschwingungsgehaltes dieser Spannungen gleiche spezifische Belastung der Kondensatoren zu erreichen, muß $\ddot{u}_{C2} < \ddot{u}_V$ sein. Diese zusätzliche Forderung ist nicht erfüllbar.

Zur Lastspannungsverzerrung geht aus Bild 3.2.1/4 hervor, daß $k_v$ nicht sehr stark von $\gamma_1$ abhängt. Für $20^\circ \leq \gamma_1 \leq 30^\circ$ im Bereich

$$1{,}4 \leq \ddot{u}_{C2} \leq 2{,}2$$

ist etwa

$$0{,}65 > k_v > 0{,}35 .$$

Nach Bild 3.1/4 (Bereiche I, III) wird der Kurvenverlauf der verzerrten Lastspannung prinzipiell der des Bildes 3.1/3 sein.

Die charakteristischen Werte dieses Verlaufs für den angegebenen Bereich von $\ddot{u}_{C2}$ bzw. $k_v$ liefern Bild 3.1/4 ($v_{Lm}/v_{Lp}$) und Bild 3.1/5 ($v_{Lp}$).

Sie sind im folgenden tabellarisch zusammengefaßt für $\gamma_1 = 20^\circ$ und $\gamma_1 = 30^\circ$ :

| | |
|---|---|
| | $\ddot{u}_{C2} = 1{,}4 \ \ldots \ 2{,}2$<br>$k_v = 0{,}65 \ \ldots \ 0{,}35$ |
| $\gamma_1 = 20^\circ$ | $\frac{v_{Lm}}{v_{Lp}} = 1{,}2 \ \ldots \ 0{,}85$<br>$v_{Lp} = 0{,}8 \ \ldots \ 1{,}2$ |
| $\gamma_1 = 30^\circ$ | $\frac{v_{Lm}}{v_{Lp}} = 0{,}9 \ \ldots \ 0{,}65$<br>$v_{Lp} = 0{,}9 \ \ldots \ 1{,}4$ |

Die Ergebnisse zeigen, daß die Spannungsausnutzung der Wechselrichterventile, d.h. das Verhältnis $v_{Lm}/v_{Lp}$ sehr stark von den Spannungsverhältnissen im Lastkreis abhängt. Sie ist in weitem Bereich sehr ungünstig. Bei $\gamma_1 = 30^\circ$ ist das Optimum $v_{Lm}/v_{Lp} = 1$ überhaupt nicht möglich. Im Bereich höherer Spannungen an $C_2$, d.h. größerer $\ddot{u}_{C2}$, ist $v_{Lp}$ bis zu 55 % größer als $v_{Lm}$. Der Maximalwert der verzerrten Lastspannung nimmt dabei Werte bis zu 140% der Grundschwingungsamplitude $\hat{u}_{L1}$ an. Um diese äußerst ungünstigen Einflüsse auf die Dimensionierung des WR auszuschließen, ist praktisch nur $\ddot{u}_{C2} < 1{,}65$ möglich, so daß diese Art der Anordnung von Kompensationskondensatoren den Anforderungen nicht genügt.

### 3.2.2 Lastkreis zweiter Art

Eine zweite Möglichkeit der Anordnung der Kondensatorbatterie im Lastkreis zeigt Bild 3.2.2/1; dazu das Grundschwingungszeigerdiagramm in Bild 3.2.2/2.

In diesem Abschnitt werden folgende relativen Größen verwendet (s. a. Bild 3.2.2/1):

$$\left.\begin{aligned} \ddot{u}_V &= \frac{U_V}{U_L} \qquad \ddot{u}_{C2} = \frac{U_{C2}}{U_L} \\ q_{C2} &= \frac{P_{qC2}}{P_{qC}} \qquad q_{C3} = \frac{P_{qC3}}{P_{qC}} \end{aligned}\right\} \quad (3.2.2/1).$$

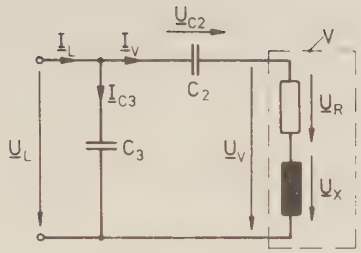


Bild 3.2.2/1 Lastkreis zweiter Art mit Verbraucher V.

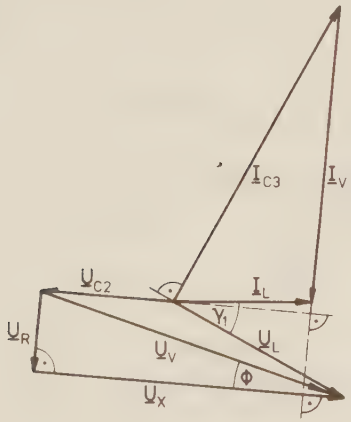


Bild 3.2.2/2 Zeigerdiagramm von Strömen und Spannungen der Schaltung im Bild 3.2.2/1.

Dabei sind

$$P_{qC2} = U_{C2} \cdot I_V \qquad (3.2.2/2),$$

$$P_{qC3} = U_L \cdot I_{C3} \qquad (3.2.2/3),$$

$$P_{qC} = P_{qC2} + P_{qC3} \qquad (3.2.2/4),$$

bzw. nach Abschnitt 3.1

$$P_{qC} = U_L \cdot I_L \cdot (Q \cdot \cos \varphi_1 + \sin \varphi_1) \qquad (3.1/6).$$

Aus (3.2.2/4) folgt mit (3.2.2/1)

$$1 = q_{C2} + q_{C3} \qquad (3.2.2/5).$$

Nach Abschnitt 2.2 ist

$$Q = \frac{P_{qV}}{P_w} \qquad (2.2/1),$$

d.h. mit den Größen des Bildes 3.2.2/1 ist

$$Q = \frac{U_X}{U_R}.$$

Dieser Quotient ist nach Bild 3.2.2/2 gleich cot $\varphi$.
Man erhält also

$$\varphi = \operatorname{arc\,cot} Q \qquad (3.2.2/6).$$

Das Zeigerdiagramm liefert weiter

$$U_L^2 = U_V^2 + U_{C2}^2 - 2 \cdot U_V \cdot U_{C2} \cdot \cos \varphi .$$

Mit (3.2.2/1), (3.2.2/6) und

$$\cos (\operatorname{arc\,cot} Q) = \frac{Q}{\sqrt{1 + Q^2}}$$

folgt daraus

$$\ddot{u}_{C2} = \ddot{u}_V \frac{Q}{\sqrt{1 + Q^2}} \pm \sqrt{1 - \frac{\ddot{u}_V^2}{1+Q^2}} \qquad (3.2.2/7),$$

d.h. sofern Spannung $U_V$ und Güte Q des Verbrauchers festliegen, ist auch die Spannung $U_{C2}$ am Kondensator in Reihe zum Verbraucher definiert. Rechnerisch liefert (3.2.2/7) zu jedem $\ddot{u}_V$ ein Wertepaar von $\ddot{u}_{C2}$. Die aus (3.2.2/5) folgende Bedingung $q_{C2} \leq 1$ begrenzt $\ddot{u}_{C2}$. Der Fall $q_{C2} = 1$ scheidet jedoch aus Gründen, wie sie bereits in Abschnitt 3.2.1 beim Lastkreis erster Art erläutert wurden, aus. Da am Kondensator $C_3$ die WR-Ausgangsspannung liegt (Bild 3.2.2/1), muß aus wirtschaftlichen Gründen $q_{C3}$ möglichst klein sein, d.h. $q_{C2}$ dicht bei 1 liegen.

Wenn entsprechend den bisher beschriebenen Zusammenhängen $\ddot{u}_{C2}$ gegeben ist, bestimmt der erforderliche Winkel $\gamma_1$ den Wert von $q_{C2}$. Diese Gesetzmäßigkeit wird mit Hilfe des Zeigerdiagramms Bild 3.2.2/2 abgeleitet:

$$I_V^2 = I_L^2 + I_{C3}^2 - 2 \cdot I_L \cdot I_{C3} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma_1\right) \quad \text{bzw.}$$

$$\left(\frac{I_V}{I_L}\right)^2 = 1 + \left(\frac{I_{C3}}{I_L}\right)^2 - 2 \cdot \frac{I_{C3}}{I_L} \cdot \sin \gamma_1 \qquad (3.2.2/8).$$

Aus (3.2.2/2) und (3.1/6) folgt mit (3.2.2/1)

$$\frac{I_V}{I_L} = \frac{q_{C2}}{\ddot{u}_{C2}} (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1)$$

und aus (3.2.2/3) und (3.1/6) mit (3.2.2/1) und (3.2.2/5)

$$\frac{I_{C3}}{I_L} = (1-q_{C2}) \cdot (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1) .$$

Mit den beiden letzten Beziehungen wird (3.2.2/8) umgeformt; man erhält

$$\ddot{u}_{C2} = \frac{q_{C2} \cdot (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1)}{\sqrt{\left[(1-q_{C2}) \cdot (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1) - \sin \gamma_1\right]^2 + \cos^2 \gamma_1}}$$

(3.2.2/9).

Ein weiterer Punkt zur Bewertung der Lastkreisvarianten ist die Lastspannungsverzerrung infolge der Oberschwingungen des rechteckförmigen Laststromes. Es ist

$$k_v = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_L^2 \cdot \omega_B \cdot C_\nu}{P_w} \cdot \cos \gamma_1 \qquad (3.1/15).$$

Hier ist entsprechend der Definition von $C_\nu$ in Abschnitt 3.1 und Bild 3.2.2/1

$$\omega_B \cdot C_\nu = \omega_B \cdot C_3 \quad ;$$

mit

$$\omega_B \cdot C_3 = \frac{P_{qC3}}{U_L^2}$$

und den Beziehungen (3.2.2/1), (3.1/7), (3.2.2/5) wird aus (3.1/15)

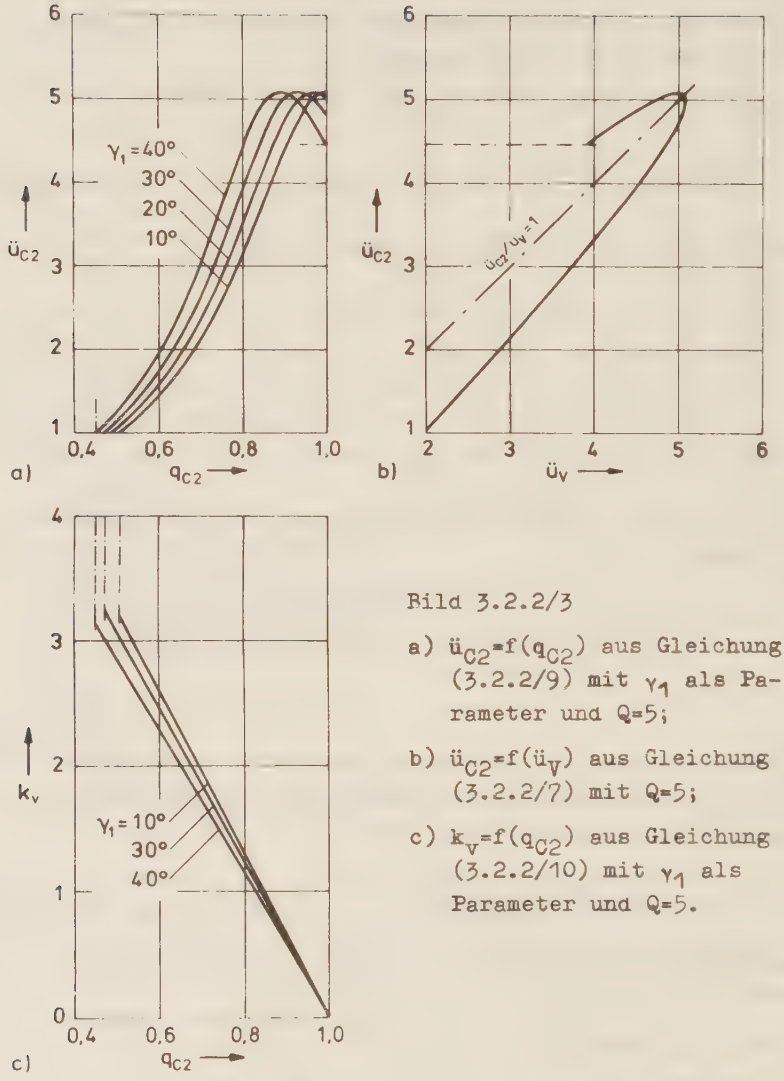


Bild 3.2.2/3

a) $\ddot{u}_{C2}=f(q_{C2})$ aus Gleichung (3.2.2/9) mit $\gamma_1$ als Parameter und $Q=5$;

b) $\ddot{u}_{C2}=f(\ddot{u}_V)$ aus Gleichung (3.2.2/7) mit $Q=5$;

c) $k_v=f(q_{C2})$ aus Gleichung (3.2.2/10) mit $\gamma_1$ als Parameter und $Q=5$.

$$k_v = \frac{4}{\pi} \cdot (1 - q_{C2}) \cdot (Q \cdot \cos \gamma_1 + \sin \gamma_1) \qquad (3.2.2/10).$$

Die Auswertung der Gleichungen (3.2.2/7), (3.2.2/9), (3.2.2/10) zeigt Bild 3.2.2/3 für $Q = 5$ mit $\gamma_1$ als Parameter.

Zunächst zu den Teilen a) und b) des Bildes:

Die gestrichelte Linie verdeutlicht die Überlegungen zu $q_{C2} \leq 1$ im Anschluß an Gleichung (3.2.2/7) dieses Abschnitts. $1,5 \leq \ddot{u}_V \leq 2,0$ ist nur bei $\ddot{u}_{C2} < 1$ möglich. Für $1,5 \leq \ddot{u}_{C2} \leq 2$ ist $2,4 \leq \ddot{u}_V \leq 2,9$, d.h. schon zu groß. Der wesentliche Nachteil ist, daß in diesem Bereich der Anteil des Kondensators $C_3$ an der Gesamtblindleistung wirtschaftlich unvertretbar groß ist, nämlich $(1-q_{C2}) = 0,3 \ldots 0,45$. Die Verzerrung der Lastspannung braucht daher nicht weiter untersucht zu werden. Es sei nur erwähnt, daß die Auswertung von Bild 3.2.2/3c mit den Bildern 3.1/4 bis 3.1/6 (Bereich IV) einen an die Sinusform angenäherten Verlauf der Lastspannung ergibt, also nicht den ungünstig verzerrten Verlauf in Bild 3.1/3. Dies ist einleuchtend, da man sich mit geringerem $q_{C2}$ der reinen Parallelkompensation nähert (Bild 3.2.2/1).

$\ddot{u}_V \approx \ddot{u}_{C2}$ ist erst möglich bei Spannungen an $C_2$ und dem Verbraucher, die rund fünfmal größer als die WR-Ausgangsspannung sind (Bild 3.2.2/3b), d.h. die wesentlich von den Forderungen in Abschnitt 3.1 abweichen.

### 3.2.3 Lastkreis dritter Art

Bild 3.2.3/1 stellt eine weitere der untersuchten Möglichkeiten zur Aufteilung der Kondensatorbatterie im Lastkreis dar; das Zeigerdiagramm der Grundschwingungen von Strömen und Spannungen zeigt Bild 3.2.3/2, anhand dessen zu den Blindleistungen der Kondensatoren $C_1$, $C_2$, $C_3$ die folgenden qualitativen Aussagen möglich sind.

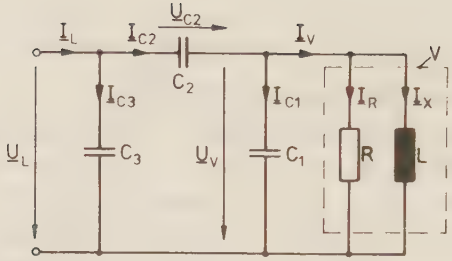


Bild 3.2.3/1 Lastkreis dritter Art mit Verbraucher V.

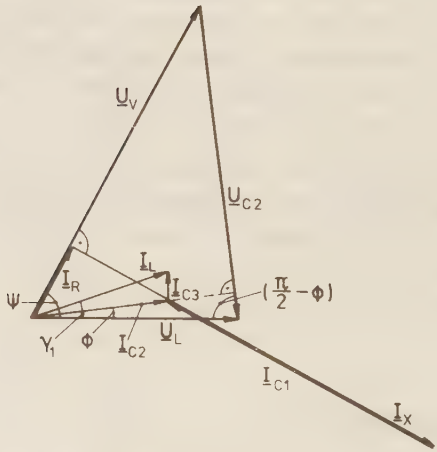


Bild 3.2.3/2 Zeigerdiagramm von Strömen und Spannungen der Schaltung im Bild 3.2.3/1.

Mit den Verhältnissen $U_V/U_L$ und $U_{C2}/U_L$, die unabhängig voneinander gewählt werden können, ist das Dreieck der Spannungszeiger festgelegt. Bei konstanter Wirkleistung

$$P_w = U_V \cdot I_R \qquad (3.2.3/1)$$

des Verbrauchers gilt dann:

a) die Blindleistung des Kondensators $C_1$

$$P_{qC1} = U_V \cdot I_{C1} \qquad (3.2.3/2)$$

ist nur noch abhängig von der Verbraucherblindleistung $P_{qV} = Q \cdot P_w$ entsprechend (2.2/1); es ist die Güte

$$Q = \frac{I_X}{I_R} \qquad (3.2.3/3);$$

b) die Blindleistung des Kondensators $C_2$

$$P_{qC2} = U_{C2} \cdot I_{C2} \qquad (3.2.3/4)$$

ist dann konstant, d.h. unabhängig von Güte Q des Verbrauchers und Winkel $\varphi_1$;

c) die Blindleistung des Kondensators $C_3$

$$P_{qC3} = U_L \cdot I_{C3} \qquad (3.2.3/5)$$

muß so gewählt werden, daß sich der gewünschte Winkel $\varphi_1$ einstellt; sie ist unabhängig von Q.

Für die Rechnung werden folgende Spannungsverhältnisse definiert:

$$\ddot{u}_V = \frac{U_V}{U_L} \qquad \ddot{u}_{C2} = \frac{U_{C2}}{U_L} \qquad (3.2.3/6).$$

Aus Bild 3.2.3/2 folgt

$$I_{C1} = I_X - I_R \cdot \tan(\varphi - \tfrac{\pi}{2}) .$$

Mit dieser Gleichung und (3.2.3/1), (3.2.3/2), (3.2.3/3) erhält man die Blindleistung von $C_1$

$$P_{qC1} = \left[Q - \tan(\varphi - \tfrac{\pi}{2})\right] \cdot P_w \qquad (3.2.3/7).$$

Die Blindleistung des Kondensators $C_2$ ist mit (3.2.3/4) und (3.2.3/1)

$$P_{qC2} = \frac{U_{C2} \cdot I_{C2}}{U_V \cdot I_R} \cdot P_w \,.$$

Mit

$$\frac{I_{C2}}{I_R} = \frac{1}{\cos(\Psi - \Phi)}$$

aus dem Zeigerdiagramm Bild 3.2.3/2 und (3.2.3/6) wird daraus

$$P_{qC2} = \frac{\ddot{u}_{C2}}{\ddot{u}_V} \cdot \frac{1}{\cos(\Psi - \Phi)} \cdot P_w \qquad (3.2.3/8).$$

Gleichermaßen erhält man die Blindleistung des Kondensators $C_3$ aus (3.2.3/5) und (3.1/4) :

$$P_{qC3} = \frac{I_{C3}}{I_L} \cdot \frac{1}{\cos \gamma_1} \cdot P_w \qquad (3.2.3/9).$$

Aus Bild 3.2.3/2 folgt

$$\left(\frac{I_{C3}}{I_L}\right)^2 = 1 + \left(\frac{I_{C2}}{I_L}\right)^2 - 2 \cdot \frac{I_{C2}}{I_L} \cos(\gamma_1 - \Phi) \qquad (3.2.3/10)$$

und als weitere Beziehung erhält man aus (3.2.3/4) und (3.1/4)

$$\frac{I_{C2}}{I_L} = \frac{P_{qC2}}{P_w} \cdot \frac{U_L}{U_{C2}} \cdot \cos \gamma_1 \qquad (3.2.3/11).$$

Aus (3.2.3/8) bis (3.2.3/11) und (3.2.3/6) wird

$$P_{qC3} = \sqrt{\left[\frac{\sin(\gamma_1 - \Phi)}{\cos \gamma_1}\right]^2 + \left[\frac{1}{\ddot{u}_V \cdot \cos(\Psi - \Phi)} - \frac{\cos(\gamma_1 - \Phi)}{\cos \gamma_1}\right]^2} \cdot P_w$$

(3.2.3/12).

Die Größen $\Psi$ und $\Phi$ sind abhängig von den Spannungsverhältnissen $\ddot{u}_V$ und $\ddot{u}_{C2}$ und können aus Bild 3.2.3/2 ermittelt werden:

$$U_{C2}^2 = U_L^2 + U_V^2 - 2 \cdot U_L \cdot U_V \cdot \cos \Psi$$

$$U_V^2 = U_L^2 + U_{C2}^2 - 2 \cdot U_L \cdot U_{C2} \cdot \sin \Phi \;;$$

mit (3.2.3/6) sind

$$\Psi = \text{arc cos}\left[\frac{1}{2}\left(\ddot{u}_V + \frac{1 - \ddot{u}_{C2}^2}{\ddot{u}_V}\right)\right] \qquad (3.2.3/13)$$

und

$$\Phi = \arcsin\left[\frac{1}{2}\left(\ddot{u}_{C2} + \frac{1 - \ddot{u}_V^2}{\ddot{u}_{C2}}\right)\right] \qquad (3.2.3/14).$$

Ein Vorteil des Lastkreises ist, wie bereits erwähnt, daß $\ddot{u}_V$ und $\ddot{u}_{C2}$ bei der Dimensionierung unabhängig voneinander gewählt werden. Da die Verbraucherspannung jedoch gleichzeitig die Spannung an $C_1$ ist (Bild 3.2.3/1), sollten einschränkend $\ddot{u}_V$ und $\ddot{u}_{C2}$ so sein, daß die Kondensatoren $C_1$ und $C_2$ unter Berücksichtigung der Spannungsoberschwingungen gleich belastet werden. Dazu geben [7] und [8] an, daß bei Kondensatoren für Anlagen zur induktiven Wärmeerzeugung die resultierende Spannungsamplitude mit Oberschwingungen für Frequenzen über 60 Hz nicht größer als $1{,}65 \cdot U_N$ werden darf. Die Nennspannung $U_N$ des Kondensators ist der Effektivwert der sinusförmigen Spannung von Nennfrequenz.

Mit guter Näherung kann angenommen werden, daß
- die Spannung $u_V$ an $C_1$ sinusförmig,
- die Spannung $u_{C2}$ an $C_2$ infolge der Oberschwingungen des Rechteckwechselstromes dreieckförmig ist.

Der Scheitelwert der dreieckförmigen Spannung ist

$$\hat{u}_{C2} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{C2}$$

($U_{C2}$ ist der Effektivwert der 1. Harmonischen).

Diese Amplitude darf für die o.g. Forderung zur Belastung von $C_1$ und $C_2$ nicht größer als $1{,}65 \cdot U_V$ sein, d.h.

$$\frac{U_{C2}}{U_V} \leq 0{,}9457 \ .$$

Für die weitere Behandlung des Lastkreises wird daher mit (3.2.3/6) festgelegt:

$$\frac{\ddot{u}_{C2}}{\ddot{u}_V} = 0{,}94 \qquad (3.2.3/15).$$

Zwei wesentliche Punkte zur Beurteilung des Lastkreises sind der Anteil $P_{qC3}$ des Kondensators $C_3$ (Bild 3.2.3/1) an der gesamten Kondensatorblindleistung $P_{qC}$, da an $C_3$ die WR-Ausgangsspannung liegt, und die Verzerrung der Lastspannung in-

folge Oberschwingungen des Stromes. Sie werden im folgenden untersucht.

Es sei $q_{C3} = P_{qC3}/P_{qC}$; so ergibt sich mit (3.1/7)

$$q_{C3} = \frac{P_{qC3}}{P_w} \cdot \frac{1}{Q + \tan \gamma_1} \quad .$$

Die Auswertung dieser Gleichung mit (3.2.3/12) bis (3.2.3/15) ist im Bild 3.2.3/3a als $q_{C3} = f(\ddot{u}_V)$ für $Q = 5$ mit $\gamma_1$ als Parameter dargestellt: der Blindleistungsanteil von $C_3$ bleibt für Winkel $\gamma_1 = 20^\circ \ldots 30^\circ$ im Bereich $\ddot{u}_V \leq 2{,}0$ unter 8 % der Gesamtblindleistung. Es fällt daher wirtschaftlich nicht ins Gewicht, daß die Spannung an dem Kondensator nicht optimal ist. Je kleiner $\ddot{u}_V$ ist, umso geringer wird $q_{C3}$. Die untere Grenze $q_{C3} = 0$ bedeutet den Übergang zum Lastkreis erster Art nach Abschnitt 3.2.1; sie wird erreicht für $\gamma_1 = 10^\circ$ bei $\ddot{u}_V = 1{,}85$, d.h. mit (3.2.3/15) bei $\ddot{u}_{C2} = 1{,}74$. Dieses Wertepaar erhält man zur Kontrolle auch aus Bild 3.2.1/3.

Die anteiligen Blindleistungen der Kondensatoren $C_1$ und $C_2$ sind mit (3.1/7)

$$q_{C1} = \frac{P_{qC1}}{P_w} \cdot \frac{1}{Q + \tan \gamma_1}$$

$$q_{C2} = \frac{P_{qC2}}{P_w} \cdot \frac{1}{Q + \tan \gamma_1} \quad .$$

Die beiden Gleichungen wurden mit (3.2.3/7), (3.2.3/8), (3.2.3/13) bis (3.2.3/15) für $Q = 5$ ausgewertet und die Ergebnisse ebenfalls im Bild 3.2.3/3a aufgetragen. Die Kurven mit $\gamma_1$ als Parameter zeigen, daß Fälle $q_{C1} = 0$ oder $q_{C2} = 0$ im betrachteten Bereich von $\ddot{u}_V$ nicht auftreten.

Zur Ermittlung der Lastspannungsverzerrung wird

$$k_v = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_L^2 \cdot \omega_B \cdot C_\nu}{P_w} \cdot \cos \gamma_1 \qquad (3.1/15)$$

angewendet. Es ist entsprechend der Definition von $C_\nu$ in Abschnitt 3.1 und Bild 3.2.3/1

$$\omega_B \cdot C_\nu = \omega_B \cdot C_3 + \frac{1}{\frac{1}{\omega_B \cdot C_1} + \frac{1}{\omega_B \cdot C_2}} \; ;$$

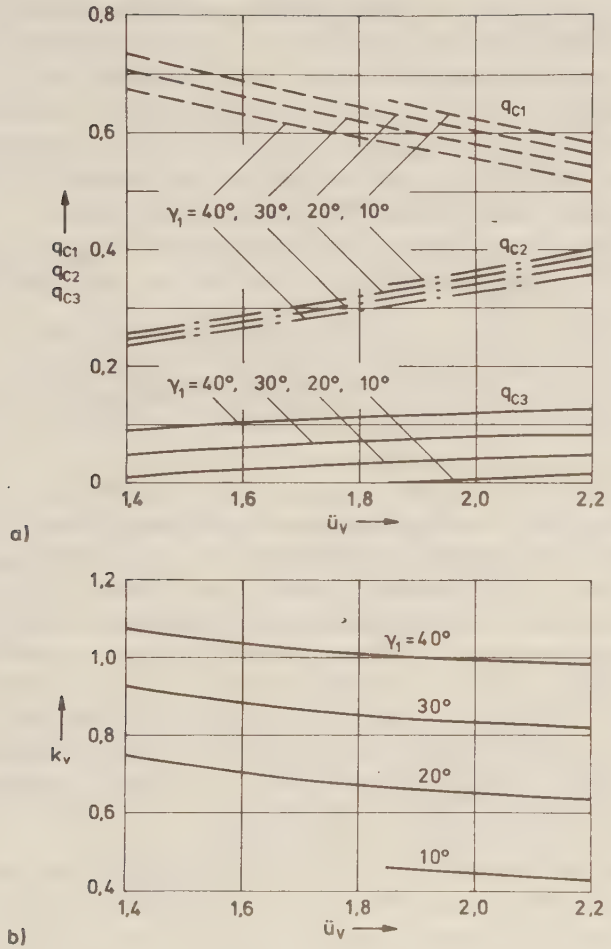


Bild 3.2.3/3 $Q=5$, $\ddot{u}_{C2}=0{,}94\cdot\ddot{u}_V$, Parameter $\gamma_1$;

a) auf die Gesamtblindleistung bezogene Leistungen der Kondensatoren $C_1$ (— —), $C_2$ (—·—), $C_3$ (——) (vgl. Bild 3.2.3/1) in Abhängigkeit von $\ddot{u}_V$;

b) Faktor $k_v$ zur Lastspannungsverzerrung infolge Oberschwingungen des Laststromes in Abhängigkeit von $\ddot{u}_V$.

mit

$$P_{qC1} = U_V^2 \cdot \omega_B \cdot C_1 \quad ,$$

$$P_{qC2} = U_{C2}^2 \cdot \omega_B \cdot C_2 \quad ,$$

$$P_{qC3} = U_L^2 \cdot \omega_B \cdot C_3$$

und (3.2.3/6) wird dann aus (3.1/15)

$$k_v = \frac{4}{\pi}\left[P_{qC3} + \frac{1}{(\ddot{u}_V^2/P_{qC1})+(\ddot{u}_{C2}^2/P_{qC2})}\right] \cdot \frac{\cos \gamma_1}{P_w} \qquad (3.2.3/16).$$

In Bild 3.2.3/3b ist $k_v = f(\ddot{u}_V)$ aufgetragen. Es wurde (3.2.3/16) mit den Gleichungen (3.2.3/7), (3.2.3/8) und (3.2.3/12) bis (3.2.3/15), Q = 5 und $\gamma_1$ als Parameter ausgewertet.

Im Bereich $\gamma_1 = 20^\circ \ldots 30^\circ$ für $\ddot{u}_V = 1{,}5 \ldots 2$ ist $k_v = 0{,}65 \ldots 0{,}9$. Zu diesen Werten ergeben sich aus den Bildern 3.1/5 und 3.1/6 die sehr günstigen Verhältnisse $v_{Lp} < 1$ und $v_{Lm} < 1$ (s. Bild 3.1/3). Das bedeutet, daß der periodische Scheitelwert der durch die Oberschwingungen des Stromes verzerrten Lastspannung kleiner als der der Dimensionierung zugrundeliegende Scheitelwert der 1. Harmonischen ist. Aus Bild 3.1/4 folgt weiter, daß bei $\gamma_1 = 30^\circ$ im ungünstigsten Fall mit $k_v \approx 0{,}9$, d.h. mit $\ddot{u}_V$ an der unteren Grenze bei 1,5, das Verhältnis $v_{Lm}/v_{Lp} \approx 1{,}06$ vorliegt und so eine gute Spannungsausnutzung der Wechselrichterventile gewährleistet ist.

Die Änderung der Schonzeit für die WR-Ventile infolge Lastspannungsverzerrung zeigt Bild 3.1/7 mit möglichen Werten von $k_v$ aus Bild 3.2.3/3b: es ist $t_c'/t_{c1} > 1$ bei $\gamma_1 < 22{,}7^\circ$; für $22{,}7^\circ < \gamma_1 \leq 30^\circ$ ist $k_v \gtrsim 0{,}7$, d.h. $t_c'/t_{c1}$ liegt innerhalb des in Abschnitt 3.1 angegebenen Bereichs von 0,85 bis 0,9.

Zusammenfassend kann zum Lastkreis dritter Art nach Bild 3.2.3/1 für optimale Verbraucherspannungen vom 1,5- bis 2-fachen der WR-Ausgangsspannung und bei im Bereich der Mittelfrequenz üblichen Winkeln $\gamma_1 = 20^\circ \ldots 30^\circ$ festgestellt werden:

Verbraucherspannung $U_V$ und Zwischenkreisspannung des Umrichters sind entkoppelt, denn das Spannungsverhältnis $\ddot{u}_V = U_V/U_L$

ist im gewünschten Bereich frei wählbar. Da $\ddot{u}_{C2} = U_{C2}/U_L$ unabhängig von $\ddot{u}_V$ gewählt werden kann, ist es weiterhin möglich, die Spannung $U_{C2}$ an $C_2$ unter Berücksichtigung der Oberschwingungen optimal so zu bestimmen, daß bei gegebener Verbraucherspannung $U_V$ an $C_1$ beide Kondensatoren $C_1$ und $C_2$ äquivalente Spannungsbelastung aufweisen. Der Kondensator $C_3$ muß nur für einen geringen Teil der erforderlichen Gesamtblindleistung bemessen werden; es fällt daher wirtschaftlich nicht ins Gewicht, daß an ihm nur die WR-Ausgangsspannung liegt.

Die Verbraucherblindleistung beeinflußt nur die Dimensionierung des Kondensators $C_1$, dessen Größe bei gegebener Wirkleistung im übrigen unabhängig von $\gamma_1$ durch $\ddot{u}_V$ und $\ddot{u}_{C2}$ bestimmt wird. Das bedeutet: der WR kann zusammen mit den Kondensatoren $C_2$ und $C_3$ als Speiseanordnung für Verbraucher gleicher Wirkleistung und Spannung unabhängig vom Blindleistungsbedarf des Verbrauchers dimensioniert werden. Dabei sind $C_2$ und $C_3$ außer durch Wirkleistung und $\ddot{u}_V$ noch durch $\ddot{u}_{C2}$ bestimmt. Der für die WR-Ventile erforderliche Winkel $\gamma_1$ geht nur in die Bemessung des Kondensators $C_3$ ein.

Die Belastung der WR-Ventile infolge Spannungsverzerrung durch Oberschwingungen des Laststromes ist unkritisch; die Spannungsausnutzung ist gut. Es ist sogar günstig, daß der periodische Scheitelwert der WR-Ausgangsspannung kleiner als der Scheitelwert der 1. Harmonischen ist. Die Änderung der Schonzeit durch die Verzerrung kann bereits bei der Dimensionierung berücksichtigt werden.

### 3.2.4 Die günstigste Lastkreisvariante; Dimensionierung bei glattem Gleichstrom

Die Ergebnisse der Abschnitte 3.2.1 bis 3.2.3 zeigen, daß nur der Lastkreis dritter Art nach Bild 3.2.3/1, im folgenden kurz "Lastkreis" genannt, wesentliche Verbesserungen gegenüber reiner Parallelkompensation des Verbrauchers bringt und die Forderungen von Abschnitt 3.1 erfüllt. Zusätzliche Vor-

teile sind in der Zusammenfassung des Abschnitts 3.2.3 angegeben. Im folgenden werden der Gang der Dimensionierung kurz skizziert und die Beziehungen zur Berechnung der Lastkreiselemente angegeben.

Daten für die Dimensionierung sind u.a. Spannung $U^+_{VN}$, Wirkleistung $P^+_{wN}$ und Güte $Q_N$ des Verbrauchers und der Winkel $\gamma_{1N}$. Dieser Winkel bestimmt bei gegebener Nennbetriebsfrequenz $f_{BN}$ die erforderliche Schonzeit der WR-Ventile. Mit der Schaltung des Umrichters liegt die Lastspannung $U^+_{LN}$ und damit $\ddot{u}_{VN}$ nach (3.2.3/6) fest. Die normierte Spannung $U_{C2N}$ am Kondensator $C_2$ folgt aus (3.2.3/6) mit (3.2.3/15). Am Kondensator $C_3$ liegt die Lastspannung $U_{LN}$, an $C_1$ die Verbraucherspannung $U_{VN}$. Zur Berechnung der Kondensatorleistungen mit (3.2.3/7), (3.2.3/8) und (3.2.3/12) müssen erst $\Psi$ bzw. $\Phi$ mit (3.2.3/13) bzw. (3.2.3/14) ermittelt werden. Eine Kontrolle ist

$$P_{qCN} = P_{qC1N} + P_{qC2N} + P_{qC3N}$$

mit

$$P_{qCN} = (Q_N + \tan \gamma_{1N}) \cdot P_{wN} \qquad (3.1/7).$$

Die Größe des Kondensators $C_1$ erhält man aus

$$C_{1N} = \frac{1}{\omega_{BN}} \cdot \frac{P_{qC1N}}{U^2_{VN}} \quad \text{bzw.} \quad C_{1N} = \frac{1}{\omega_{BN}} \cdot \frac{P_{qC1N}}{U^2_{LN}} \cdot \left(\frac{U_{LN}}{U_{VN}}\right)^2$$

mit $\omega_{BN} = 2 \cdot \pi / T_{BN}$ sowie mit (2.1/5), (3.1/1), (3.2.3/6) und (3.2.3/7) für Nenngrößen:

$$C_{1N} = \frac{4}{\pi^3} \cdot \left(\frac{\cos \gamma_{1N}}{\ddot{u}_{VN}}\right)^2 \cdot \left[Q_N - \tan(\Psi - \Phi)\right] \cdot C_o \qquad (3.2.4/1)$$

(bezüglich $C_o$ und den unten verwendeten Größen $R_o$ und $L_o$ vgl. Abschnitt 0.1 zur Normierung).

In entsprechender Weise können ermittelt werden:

$$C_{2N} = \frac{4}{\pi^3} \cdot \frac{1}{0{,}94} \cdot \left(\frac{\cos \gamma_{1N}}{\ddot{u}_{VN}}\right)^2 \cdot \frac{1}{\cos(\Psi - \Phi)} \cdot C_o \qquad (3.2.4/2)$$

mit $\ddot{u}_{C2N} = 0{,}94 \cdot \ddot{u}_{VN}$ nach (3.2.3/15),

$$C_{3N}=\frac{4}{\pi\sqrt{3}}\sqrt{\left[\cos\gamma_{1N}\cdot\sin(\gamma_{1N}-\varphi)\right]^2+\left[\frac{\cos^2\gamma_{1N}}{\ddot{u}_{VN}\cos(\gamma-\varphi)}-\cos\gamma_{1N}\cdot\cos(\gamma_{1N}-\varphi)\right]^2}\cdot C_o \qquad (3.2.4/3)$$

und die Elemente des Verbraucherersatzschaltbildes

$$R_N=\frac{\pi^2}{8}\cdot\left(\frac{\ddot{u}_{VN}}{\cos\gamma_{1N}}\right)^2\cdot R_o \qquad (3.2.4/4)$$

$$L_N=\frac{\pi}{16}\cdot\frac{1}{Q_N}\cdot\left(\frac{\ddot{u}_{VN}}{\cos\gamma_{1N}}\right)^2\cdot L_o \qquad (3.2.4/5).$$

Zur Ermittlung des verzerrten Zeitverlaufs der Lastspannung mit (3.1/16) und (3.1/13) muß $k_v$ mit (3.2.3/16) berechnet werden.

Beispielhaft werden für

$$Q_N = 5,\ \gamma_{1N} = 30^o,\ \ddot{u}_{VN} = 1{,}75,\ \ddot{u}_{C2N} = 0{,}94\cdot\ddot{u}_{VN}$$

einige Werte zur späteren Verwendung angegeben:

$\gamma = 67{,}1970^o$ $\quad \varphi = 11{,}2798^o$ $\quad k_v = 0{,}8608$

$C_{1N} = 0{,}1113\cdot C_o$ $\quad C_{2N} = 0{,}0599\cdot C_o$ $\quad C_{3N} = 0{,}0366\cdot C_o$

$R_N = 5{,}0376\cdot R_o$ $\quad L_N = 0{,}1604\cdot L_o$ .

Mit diesen Werten wurde auch eine exakte numerische Rechnung nach Anhang A2 für Nennbetrieb mit glattem Gleichstrom durchgeführt: der Zeitverlauf der relativen Lastspannung $u_{LN}/\bar{u}_{dN}$ ist im Bild 3.2.4/1 dargestellt. Die (nicht gezeichnete) Verbindungslinie der in demselben Bild eingetragenen Punkte ergibt den Verlauf von $u_{LN}/\bar{u}_{dN}$ nach der Näherungsrechnung mit (3.1/13) und (3.1/16). Er ist praktisch gleich dem Verlauf, der aus der exakten Rechnung folgt. Bei Annahme glatten Gleichstromes liefert die Näherung daher bezüglich der WR-Ventilbelastung durch Spannung und Schonzeit und der Spannungsbelastung des Kondensators $C_3$ (s. Bild 3.2.3/1) genügend genaue Ergebnisse.

Mit dem exakten Rechenverfahren wurde auch die Spannungsbelastung der Kondensatoren $C_1$ und $C_2$ (s. Bild 3.2.3/1) bei Nennbetrieb überprüft. Nach [7] besteht die Forderung, daß

$\hat{u}_C \leq 1{,}65\ U_{CN}$ ist (s.a. Abschnitt 3.2.3). Beide Kondensatoren sind nach Abschnitt 3.2.3 für die gleiche Nennspannung $U_{CN}$ vom Wert der Verbraucherspannung $U_{V1N}$ dimensioniert. Im Beispiel ist $U_{V1N} = 1{,}75 \cdot U_{L1N}$; mit (2.1/5), (3.1/1) und $\gamma_{1N}=30^\circ$ folgt daraus

$$U_{V1N} = 2{,}24 \cdot \bar{u}_{dN} .$$

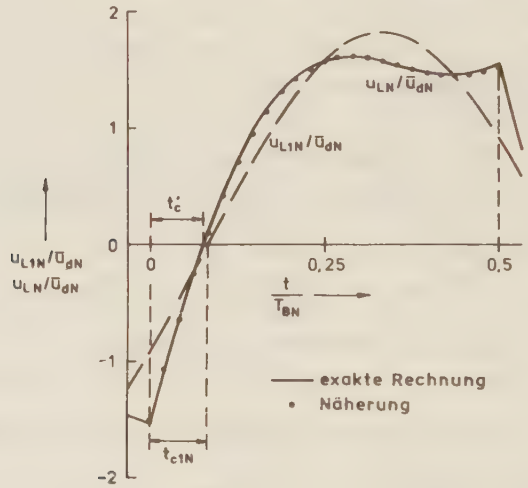


Bild 3.2.4/1 Zeitverläufe der verzerrten relativen Lastspannung $u_{LN}/\bar{u}_{dN}$ und der relativen Grundschwingung $u_{L1N}/\bar{u}_{dN}$ bei glattem Gleichstrom $i_d=\bar{i}_{dN}$; Daten: $Q_N=5$, $\gamma_{1N}=30^\circ$, $\ddot{u}_{VN}=1{,}75$, $\ddot{u}_{C2N}=0{,}94\cdot\ddot{u}_{VN}$.

Die exakte Rechnung ergab folgende bezogene Scheitelwerte:

$$\frac{\hat{u}_{C2N}}{U_{V1N}} = \frac{3{,}22}{2{,}24} = 1{,}44 < 1{,}65$$

$$\frac{\hat{u}_{C1N}}{U_{V1N}} = \frac{3{,}27}{2{,}24} = 1{,}46 < 1{,}65 .$$

Die Verhältnisse zeigen, daß die Dimensionierung nach der Grundschwingungsrechnung auf der sicheren Seite liegt.

Im gesamten Bereich $\ddot{u}_{VN} = 1{,}5 \ldots 2{,}0$ nach Abschnitt 3.1 wurde

die Gültigkeit der Grundschwingungsrechnung einschließlich Näherung mit der exakten Rechnung überprüft. Das Ergebnis war ebenso positiv wie bei obigem Beispiel.

## 3.3 Endliche Induktivität im Zwischenkreis

Endliche ZW-Induktivität $L_d$ bedeutet, daß der Gleichstrom $i_d$ (Bild 2.1/1) nicht mehr glatt ist - wie bisher vorausgesetzt. Die Schwingungsbreite $\Delta i_d$ des dem Mittelwert $\overline{i}_d$ überlagerten Wechselanteils hängt außer von $L_d$ von der aus speisender Spannung $u_d$ und WR-Eingangsspannung $u_{dWR}$ resultierenden Wechselspannung

$$u_{Ld} = u_d - u_{dWR} \tag{3.3/1}$$

ab (Bild 2.1/1). Wenn $u_{Ld}$ nur zwei Nulldurchgänge pro Periode hat, besteht der Zusammenhang

$$\Delta i_d = \frac{1}{L_d} \cdot \int_{t_o}^{t_o+T} \frac{|u_{Ld}|}{2}\, dt \tag{3.3/2},$$

wobei T die Periodendauer der Spannung $u_{Ld}$ ist.

Im allgemeinen erfordert die Ermittlung der im gesamten Betriebsbereich größtmöglichen Spannungszeitfläche umfangreiche Berechnungen, in die auch bestimmte Eigenschaften des Gleichrichters als Spannungsquelle $u_d$ eingehen, z. B. bei blindleistungssparenden Schaltungen. Bisher waren diesbezüglich keine Annahmen erforderlich (Abschn.2.1). Die weiteren Untersuchungen sollen ebenfalls unabhängig von der Art des Gleichrichters mit glatter Gleichspannung $u_d = \overline{u}_d$ erfolgen; es wird lediglich der Wechselanteil von $u_{dWR}$ berücksichtigt. Der Einfluß des durch den GR verursachten Wechselspannungsanteils muß von Fall zu Fall untersucht werden. Die Kommutierungszeit wird weiterhin vernachlässigt. $L_d$ wird für Nennbetrieb berechnet; eine Überprüfung zeigte, daß in keinem stationären Betriebspunkt nach Abschnitt 4 $\Delta i_d$ wesentlich von dem Wert des Nennbetriebs abweicht.

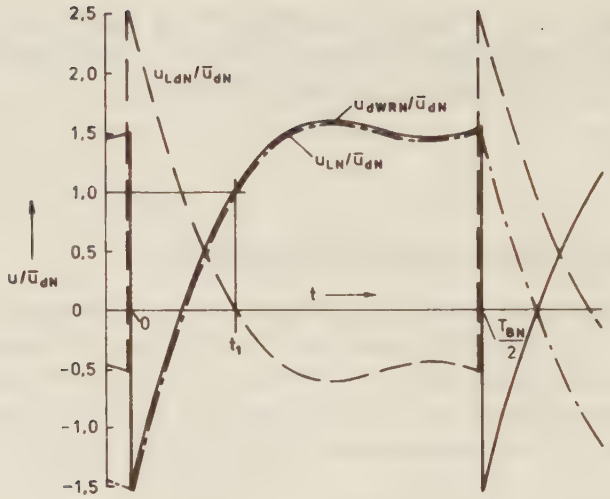


Bild 3.3/1 Prinzipielle Zeitverläufe der relativen Lastspannung $u_{LN}/\bar{u}_{dN}$, der relativen WR-Eingangsspannung $u_{dWRN}/\bar{u}_{dN}$ und der relativen Spannung $u_{LdN}/\bar{u}_{dN}$ an der Zwischenkreisinduktivität (vgl. Bild 2.1/1).

Bild 3.3/1 zeigt die prinzipiellen Zeitverläufe der auf die Gleichspannung $u_d = \bar{u}_{dN}$ bezogenen Lastspannung $u_{LN}$ und Wechselrichtereingangsspannung $u_{dWRN}$ (s.Bild 2.1/1). Mit (3.3/1) ergibt sich der in demselben Bild dargestellte Zeitverlauf der Spannung $u_{LdN}$ an der Zwischenkreisinduktivität; sie ist ebenfalls auf $u_d = \bar{u}_{dN}$ bezogen. Aus (3.3/2) folgt damit

$$L_d = \frac{\bar{u}_{dN}}{\Delta i_{dN}} \cdot \int_0^{t_1} \left(1 - \frac{u_{LN}}{\bar{u}_{dN}}\right) dt \ .$$

Zur Auswertung dieser Beziehung wird $u_{LN}/\bar{u}_{dN}$ aus (3.1/16) und (3.1/13) ermittelt. In Abschnitt 3.2.4 wurde gezeigt, daß damit der Lastspannungsverlauf bei glattem Gleichstrom genügend genau beschrieben wird. Außerdem gelte $\Delta i_{dN} = \delta_1 \cdot \bar{i}_{dN}$. Mit $\omega_{BN} = 2\pi/T_{BN}$ und der Normierungsgröße $L_o = \bar{u}_{dN} \cdot T_{BN}/\bar{i}_{dN}$ erhält man schließlich

$$\frac{L_d}{L_o} = \frac{1}{2\pi \cdot \delta_i}\left[\omega_{BN}t_1 + \frac{\pi}{2}\left(\frac{\cos(\omega_{BN}t_1 - \gamma_{1N})}{\cos\gamma_{1N}} - 1\right) \cdots\right.$$

$$\left. \cdots - \frac{\pi(\omega_{BN}t_1)^2 + 8\cdot\sin\omega_{BN}t_1 - \pi^2\omega_{BN}t_1}{4\cdot k_v\cdot\cos\gamma_{1N}}\right] \qquad (3.3/3).$$

Werte von $k_v$ und $\omega_{BN}t_1$ wurden für $Q_N$=5, $\gamma_{1N}$=30°, $\ddot{u}_{C2N}$=0,94·$\ddot{u}_{VN}$ und $\ddot{u}_{VN}$=1,5; 1,75; 2,0 berechnet. Die sich damit aus (3.3/3) ergebenden relativen Induktivitätswerte $L_d/L_o$=f($\delta_i$) sind tabellarisch zusammengestellt:

| $\ddot{u}_{VN}$ | 1,5 | 1,75 | 2,0 |
|---|---|---|---|
| $L_d/L_o$ | 0,16573/$\delta_i$ | 0,16581/$\delta_i$ | 0,16587/$\delta_i$ |

Die Induktivität der Glättungsdrossel ist also für ein gewünschtes $\Delta i_{dN}$ praktisch unabhängig von der Wahl des Spannungsverhältnisses $\ddot{u}_{VN} = U_{VN}/U_{LN}$.

Mit dem im Anhang A2 beschriebenen Verfahren kann nun der Einfluß endlicher Glättungsinduktivität auf Ströme, Spannungen und Schonzeit untersucht werden. Entsprechend der Praxis wurden nur Werte $\delta_i \geq 0{,}3$ berücksichtigt. Der Grenzfall $\delta_i$=0 wurde nach Anhang A2 mit eingeprägtem glattem Gleichstrom berechnet (vgl. Abschnitt 3.2.4). Für die numerische Rechnung waren die relativen Werte von Speisegleichspannung $\bar{u}_d/\bar{u}_{dN}$=1 und von Betriebsfrequenz $f_B/f_{BN}$ = 1. Die Lastkreiselemente wurden mit (3.2.4/1) bis (3.2.4/5) berechnet, und zwar für die Werte $Q_N$=5, cos $\gamma_{1N}$=30°, $\ddot{u}_{VN}$=1,5; 1,75; 2,0 und $\ddot{u}_{C2N}$=0,94·$\ddot{u}_{VN}$.

Im Bild 3.3/2 sind die wesentlichen Ergebnisse für den Fall $\ddot{u}_{VN}$=1,75 dargestellt. Die Scheitelwerte $\hat{u}_L$, $\hat{u}_{C2}$, $\hat{u}_V$ der Lastkreisspannungen sind bezogen auf die entsprechenden Werte $\hat{u}^o_{\ldots}$ bei $\delta_i$=0. Das Bild zeigt, daß die Spannungsbelastung der Kondensatoren $C_1$ bzw. $C_2$ durch $\hat{u}_V$ bzw. $\hat{u}_{C2}$ mit zunehmender relativer Schwingungsbreite $\delta_i$ abnimmt. Nach Abschnitt 3.2.4 ist die Forderung $\hat{u}_C \leq 1{,}65\cdot U_{CN}$ bereits bei $\delta_i$=0 sicher erfüllt. Der Scheitelwert der WR-Ausgangsspannung $\hat{u}_L$ und da mit die Spannungsbeanspruchung der WR-Ventile und des Kondensators $C_3$ nimmt mit steigendem $\delta_i$ geringfügig zu

($\hat{u}_L/\hat{u}_L^\circ$ = 1,015 bei $\delta_i$=0,3). Gegenüber der bei der Dimensionierung vorgegebenen Grundschwingungsamplitude $\hat{u}_{L1N}$ (vgl. Bild 3.2.4/1) sind die Änderungen praktisch unbedeutend. Eine wichtige Größe für die Dimensionierung der Ventile ist die Schonzeit $t_c$. Sie ist in Bild 3.3/2 bezogen auf $t_{c1N}=\gamma_{1N}/\omega_{BN}$ dargestellt und wird mit zunehmender relativer Schwingungsbreite $\delta_i$ kleiner. Die Abschätzung $t_c'/t_{c1N} > 0{,}85$ bei $\delta_i = 0$ in den Abschnitten 3.1 bzw. 3.2.3 gilt jedoch auch noch für $t_c/t_{c1N}$ bei $0 < \delta_i \leq 0{,}3$.

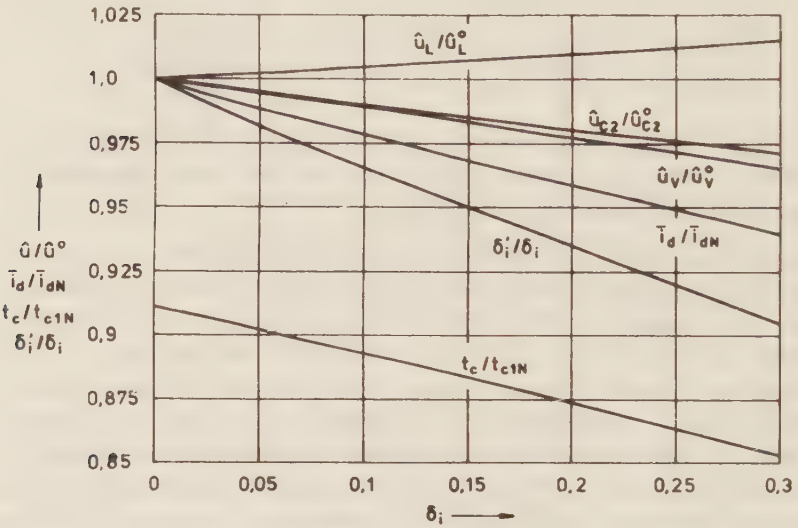


Bild 3.3/2 Relative Werte der Schonzeit $t_c/t_{c1N}$, des Gleichstrommittelwertes $\bar{i}_d/\bar{i}_{dN}$, der Scheitelwerte der Lastkreisspannungen und der tatsächlichen relativen Schwingungsbreite des Gleichstromes $\delta_i'/\delta_i$ (s.Text) in Abhängigkeit von $\delta_i$ bei Dimensionierung nach der Grundschwingungsrechnung;
Spannungsbezugswerte: $\hat{u}^\circ_{...} = \hat{u}_{...}(\delta_i=0)$;
weitere Daten: $Q_N=5$, $\gamma_{1N}=30^\circ$, $\ddot{u}_{VN}=1{,}75$,
$\ddot{u}_{C2N}=0{,}94\cdot\ddot{u}_{VN}$, $\bar{u}_d=\bar{u}_{dN}$, $f_B=f_{BN}$.

Die numerische Auswertung ergibt weiter, daß infolge der näherungsweisen Ermittlung von $L_d$ nach (3.3/3) die tatsächliche Schwingungsbreite $\Delta i_d'$ des Gleichstromes kleiner ist als der mit $\delta_i = \Delta i_d / \bar{I}_{dN}$ vorgegebene Wert. Dies zeigt Bild 3.3/2, in dem die tatsächliche relative Schwingungsbreite $\delta_i' = \Delta i_d' / \bar{I}_{dN}$ bezogen auf den zur Berechnung von $L_d$ vorgegebenen Wert $\delta_i$ in Abhängigkeit von $\delta_i$ angegeben ist.

Da voraussetzungsgemäß $\bar{u}_d = \bar{u}_{dN}$ ist, zeigt der Verlauf von $\bar{i}_d / \bar{I}_{dN} = f(\delta_i)$ im Bild 3.3/2, daß die Verbraucherwirkleistung $P_w < P_{wN}$ wird. Diese Verstimmung des Kreises bei Nennfrequenz $f_{BN}$ ist umso größer, je kleiner der Wert der Glättungsinduktivität ist, und kann mit $f_B(\delta_i) < f_{BN}$ aufgehoben werden. Allerdings ändern sich dann auch die Daten des Bildes 3.3/2 bezüglich $\hat{u}...$ und $t_c$. Eine einfacher überschaubare Korrektur ist möglich, wenn bei $f_B = f_{BN}$ die Werte der Resistanz und aller Reaktanzen in Last- und Zwischenkreis (Bilder 2.1/1 und 3.2.3/1) mit $\bar{i}_d / \bar{I}_{dN}$ $(\delta_i)$ multipliziert werden. Da sich hierdurch die Eigenwerte des Systems nicht ändern (vgl. Anhang A2, Nennerpolynom von (A2.2/1a)), bleiben bei $\bar{u}_d = \bar{u}_{dN}$ die Zeitverläufe der Spannungen unverändert. Damit gilt die Aussage des Bildes 3.3/2 bezüglich $\hat{u}...$ und $t_c$ nach wie vor. Alle Ströme sind dann mit dem Faktor $\bar{I}_{dN} / \bar{i}_d$ $(\delta_i)$ zu multiplizieren; die Verbraucherwirkleistung ist $P_w = P_{wN}$. Rückwirkend erhöht sich damit auch die tatsächliche Schwingungsbreite $\Delta i_d'$. Wie Bild 3.3/2 zeigt (s. die Kurven für $\bar{i}_d / \bar{I}_{dN}$ und $\delta_i' / \delta_i$) wird jedoch der mit $\delta_i = \Delta i_d / \bar{I}_{dN}$ bei der Ermittlung von $L_d$ vorgegebene Wert dabei nicht überschritten.

Alle Berechnungen wurden auch für die Werte $\ddot{u}_{VN}$ = 1,5; 2,0 durchgeführt. Die Ergebnisse sind in der Darstellung des Bildes 3.3/2 deckungsgleich mit denen für $\ddot{u}_{VN}$ = 1,75. Die Daten des Bildes gelten daher mit sehr guter Näherung für alle Werte in dem nach Abschnitt 3.1 wünschenswerten Bereich $\ddot{u}_{VN}$ = 1,5 ... 2,0. Zur späteren Verwendung soll der Wert von $\bar{i}_d / \bar{I}_{dN}$ für $\delta_i$ = 0,2 und $\ddot{u}_{VN}$ = 1,75 angegeben werden: $\bar{i}_d / \bar{I}_{dN}$ = 0,9584.

# 4. Betriebsverhalten des Systems Lastkreis - Umrichter; die Analyse bei Annahme sinusförmiger Lastspannung

## 4.1 Definitionen zum Betriebsverhalten; Betriebsbedingungen

Nachdem die Regeln zur Dimensionierung des Lastkreises bekannt sind, ist das Ziel der weiteren Analyse eine Steuer- und Regelstruktur für das System Lastkreis-Umrichter, die Anschwingen und stabilen Betrieb ermöglicht.

Ursächlich wird das Verhalten des Lastkreises durch die Änderung der Verbraucherdaten während eines Erwärmungs- bzw. Schmelzablaufs bestimmt. Dazu wurden Einzelheiten in Abschnitt 2.2 beschrieben. Sie bedeuten auf die Elemente der Verbraucherersatzschaltung Bild 3.2.3/1 - Wirkwiderstand R parallel zu Induktivität L - übertragen Schwankungsbereiche folgender Größe:

$$0{,}3 \leq \sigma_R \leq 3{,}0 \qquad (4.1/1)$$

$$0{,}6 \leq \sigma_L \leq 1{,}4 \qquad (4.1/2)$$

mit

$$\sigma_R = \frac{R}{R_N}, \qquad \sigma_L = \frac{L}{L_N} \qquad (4.1/3).$$

$R_N$ bzw. $L_N$ sind durch (3.2.4/4) bzw. (3.2.4/5) gegeben. (4.1/1) geht davon aus, daß Änderungen der Verbrauchergüte Q im Ersatzschaltbild vereinfachend durch Wirkwiderstandsänderung dargestellt werden. Bei der Abschätzung des Bereichs (4.1/2) wurden zusätzlich Erfahrungswerte von ausgeführten Anlagen bezüglich Frequenzänderungen vom Beginn eines Schmelzvorganges bis zum Nennbetrieb berücksichtigt.

In Abschnitt 2.2 wurde erläutert, daß stoßartige Laständerungen in dieser Arbeit nicht untersucht werden; d.h. die Verbraucherparameter $\sigma_R$ und $\sigma_L$ können für den jeweiligen Belastungsfall als konstant angenommen werden, auch während des Anschwingvorganges; (wenn stationärer Betrieb nach 300 bis 500 Perioden der Mittelfrequenz erreicht ist, liegt die Dauer des Einschwingvorganges bei einer Sekunde).

Zusammenfassend ist festzuhalten, daß Steuerung und Regelung bei konstantem $\sigma_R$ bzw. $\sigma_L$ - in den durch (4.1/1) und (4.1/2) definierten Bereichen - sicheres Anschwingen mit anschließend stabilem Betrieb gewährleisten sollen.

Kriterien dafür sind im wesentlichen die Betriebsbedingungen des Wechselrichters (Bild 2.1/1):

1. Die Zeit zwischen Ende des Stromflusses und Beginn positiver Spannung an einem WR-Zweig darf die erforderliche Schonzeit $t_c$ der Ventile in keinem Fall unterschreiten (vergl. Abschnitt 2.1).

2. Der Strom und der höchste Augenblickswert der Spannung am WR-Ausgang dürfen die bei der Dimensionierung festgelegten Werte - die Nennwerte - nicht überschreiten. Diese Forderung ergibt sich aus den zulässigen Belastungswerten der Thyristoren bezüglich Strom im Durchlaßzustand (Dauergrenzstrom) und Spannung im Sperrzustand (Spitzensperrspannung).

3. Die Lastspannung ermöglicht beim Schwingkreiswechselrichter den Übergang des Stromes von einem auf den nächsten WR-Zweig. Abhängig vom Betrag des zu kommutierenden Stromes und den Induktivitäten im Kommutierungskreis muß sie während der Überlappungszeit genügend groß sein, damit die Stromübergabe gelingt. Dieser Sachverhalt muß besonders beim Einschalten des WR beachtet werden, denn sicheres Anschwingen erfordert in diesem Sinne "genügend Spannung" bereits bei der ersten Kommutierung.

4. Zusätzlich besteht lastseitig die Forderung, daß die entsprechend der Dimensionierung im Nennbetrieb auftretenden höchsten Augenblickswerte der Spannungen an den Kondensatoren des Lastkreises (Bild 3.2.3/1) bei keinem Betriebszustand überschritten werden.

## 4.2 Die Ortskurve der Lastkreisadmittanz

Während des Betriebs sind die Werte der Kondensatoren $C_1$, $C_2$, $C_3$ (Bild 3.2.3/1) konstant gleich den Nennwerten unabhängig von den Verbraucherdaten. Die Betriebsfrequenz $f_B$ nimmt solche Werte an, daß die gesamte Kondensatorblindleistung einerseits und Summe aus Verbraucher- und WR-Steuerblindleistung andererseits gleich groß sind. (Die Kommutierungszeit wird weiterhin vernachlässigt; s. Abschnitt 2.1). Der Löschwinkel $\gamma$ bestimmt die Steuerblindleistung.

Wie bei der Dimensionierung wird für die grundsätzlichen Betrachtungen nur die Wirkung der 1. Harmonischen des rechteckförmigen Laststromes auf den Lastkreis berücksichtigt. Für diesen Fall liefert die Ortskurve des Lastkreisadmittanzoperators $\underline{Y}_L = \underline{I}_L/\underline{U}_L$ (Bild 3.2.3/1) eine übersichtliche Darstellung des für die Analyse wesentlichen Zusammenhangs zwischen Verschiebungswinkel $\gamma_1$ und Frequenz $f_B$. Anhand der Ortskurvenscharen mit $\sigma_R$ und $\sigma_L$ als Parameter (des Verbrauchers) können die für Steuerung und Regelung maßgebenden Verhältnisse anschaulich ermittelt werden.

Die Admittanz des Lastkreises Bild 3.2.3/1 ist allgemein

$$\underline{Y}_L = j \cdot \omega_B \cdot C_3 + \frac{1}{\frac{1}{j \cdot \omega_B \cdot C_2} + \frac{1}{j \cdot \omega_B \cdot C_1 + 1/j \cdot \omega_B \cdot L + 1/R}} \quad .$$

$C_1$, $C_2$, $C_3$ sind Nennwerte nach (3.2.4/1) bis (3.2.4/3), R und L sind Parameter.

Mit (4.1/3) und

$$\Omega_B = \frac{\omega_B}{\omega_{BN}} = \frac{f_B}{f_{BN}} \qquad (4.2/1)$$

erhält man

$$\underline{Y}_L = \Omega_B \left[ j\omega_{BN} C_{3N} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{BN} C_{2N}} + \frac{1}{j(\omega_{BN} C_{1N} - 1/\Omega_B^2\, \omega_{BN} L_N \sigma_L) + 1/\Omega_B R_N \sigma_R}} \right]$$

(4.2/2).

Zweckmäßig wird diese Beziehung zur relativen Admittanz

$$\underline{y}_L = \frac{\underline{Y}_L}{Y_{LN}} \qquad (4.2/3)$$

umgeformt:

$$\underline{y}_L = \Omega_B \left[ jb_{C3N} + \frac{1}{-jx_{C2N} + \frac{1}{j(b_{C1N} - 1/\Omega_B^2\, x_{VN}\sigma_L) + 1/\Omega_B r_N \sigma_R}} \right] \qquad (4.2/4)$$

mit

$$\left.\begin{aligned} b_{C1N} &= \frac{\omega_{BN} \cdot C_{1N}}{Y_{LN}} \qquad & x_{C2N} &= \frac{Y_{LN}}{\omega_{BN} \cdot C_{2N}} \\ b_{C3N} &= \frac{\omega_{BN} \cdot C_{3N}}{Y_{LN}} \qquad & r_N &= R_N \cdot Y_{LN} \\ x_{VN} &= \omega_{BN} \cdot L_N \cdot Y_{LN} \end{aligned}\right\} \qquad (4.2/5a).$$

Der Betrag des Nennleitwertes $Y_{LN} = I_{LN}/U_{LN}$ ist mit (2.1/4), (2.1/5) und (3.1/1)

$$Y_{LN} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \cos \gamma_{1N} \cdot \frac{I_{dN}}{\bar{u}_{dN}} \qquad (4.2/6).$$

Diese und die Dimensionierungsformeln der Lastkreiselemente im Abschnitt 3.2.4 ergeben mit $\omega_{BN} = 2\pi/T_{BN}$ in (4.2/5a) eingesetzt

$$\left.\begin{aligned} b_{C1N} &= \frac{\cos \gamma_{1N}}{\ddot{u}_{VN}^2} \left[ Q_N - \tan(\gamma - \varphi) \right] \\ x_{C2N} &= \frac{0{,}94 \cdot \ddot{u}_{VN}^2}{\cos \gamma_{1N}} \cos(\gamma - \varphi) \\ b_{C3N} &= \sqrt{\sin^2(\gamma_{1N} - \varphi) + \left[ \frac{\cos \gamma_{1N}}{\ddot{u}_{VN} \cos(\gamma - \varphi)} - \cos(\gamma_{1N} - \varphi) \right]^2} \\ r_N &= \frac{\ddot{u}_{VN}^2}{\cos \gamma_{1N}} \\ x_{VN} &= \frac{\ddot{u}_{VN}^2}{Q_N \cdot \cos \gamma_{1N}} \end{aligned}\right\} \qquad (4.2/5b).$$

Die Ortskurve $\underline{y}_L(\Omega_B)$ nach (4.2/4) kann so für verschiedene Werte von $\ddot{u}_{VN}$ je nach Dimensionierung ermittelt werden.

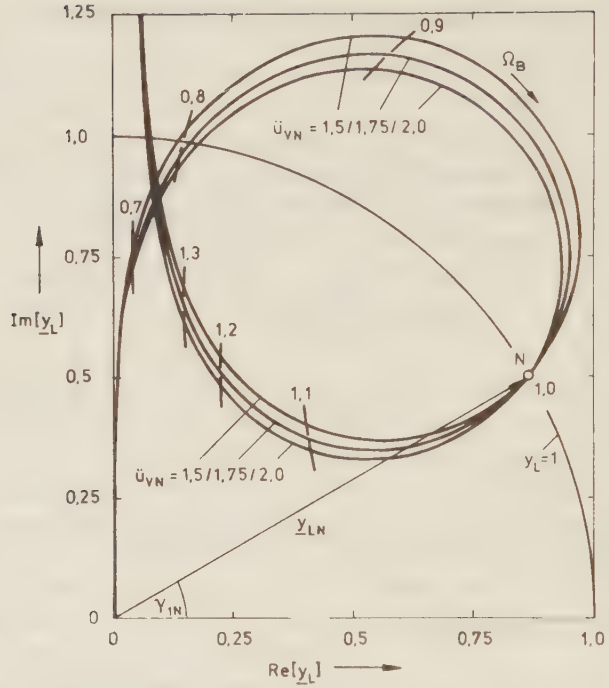


Bild 4.2/1 Ortskurve der relativen Admittanz $\underline{y}_L(\Omega_B)$ des Lastkreises im Bild 3.2.3/1 mit $\ddot{u}_{VN}=U_{VN}/U_{LN}$ als Parameter;
Daten: $Q_N=5$, $\gamma_{1N}=30^\circ$, $\ddot{u}_{C2N}=0{,}94\cdot\ddot{u}_{VN}$, $\sigma_R=1$, $\sigma_L=1$.

Bei Nennbetrieb sind $\sigma_R=1$ und $\sigma_L=1$: Bild 4.2/1 zeigt $\underline{y}_L(\Omega_B)$ für die drei Werte $\ddot{u}_{VN}$= 1,5; 1,75 und 2,0 nach Abschnitt 3.1. Für Verschiebungswinkel und Güte gelten einheitlich $\gamma_{1N}= 30^\circ$ und $Q_N = 5$.
Im Nennpunkt N ($\Omega_B=1$) ist für alle drei Kurven $y_{LN}=1$; der Zeigeroperator dieses Punktes bildet mit der Achse des Realteils von $\underline{y}_L$ den Winkel $\gamma_{1N}= 30^\circ$. Es ist allgemein

$$\gamma_1 = \arctan \frac{\mathrm{Im}[\underline{y}_L]}{\mathrm{Re}[\underline{y}_L]} \qquad (4.2/7).$$

Aus (3.1/2) folgt mit (4.2/1) und $\omega_{BN} = 2\pi/T_{BN}$

$$t_{c1} = \frac{\gamma_1}{2 \cdot \pi \cdot \Omega_B} \cdot T_{BN} \qquad (4.2/8)$$

bzw. bezogen auf den Nennwert

$$\frac{t_{c1}}{t_{c1N}} = \frac{1}{\Omega_B} \cdot \frac{\gamma_1}{\gamma_{1N}} \qquad (4.2/9).$$

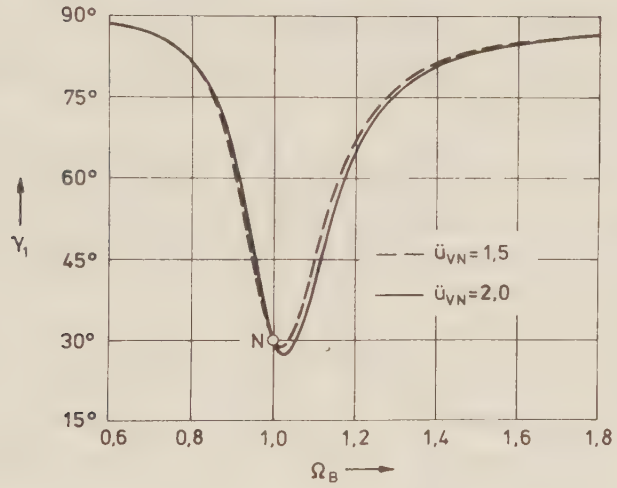


Bild 4.2/2 Verschiebungswinkel $\gamma_1$ in Abhängigkeit von der relativen Frequenz $\Omega_B$ mit $\ddot{u}_{VN}=U_{VN}/U_{LN}$ als Parameter; Daten wie bei Bild 4.2/1.

In Bild 4.2/2 sind Wertepaare von $\Omega_B$ und $\gamma_1$ für $\ddot{u}_{VN}$=1,5 und $\ddot{u}_{VN}$=2,0 aufgetragen ($\sigma_R$=1, $\sigma_L$=1). Es zeigt, daß für konstanten Verschiebungswinkel $\gamma_1$ die relative Frequenz $\Omega_B$ praktisch unabhängig von der Dimensionierung ($\ddot{u}_{VN}$) ist, besonders für $\Omega_B < 1$.

Ausgehend von der Grundschwingungsrechnung kann damit das Betriebsverhalten des Lastkreises bezüglich Frequenz und Löschwinkel anhand des Beispiels Abschnitt 3.2.4 untersucht werden. Es gilt mit guter Näherung für alle Werte $1,5 \leq \ddot{u}_{VN} \leq 2,0$.

## 4.3 Regelung und Steuerung

Bild 4.3/1 zeigt Ortskurven des relativen Admittanzoperators $\underline{y}_L(\Omega_B)$ nach (4.2/4) für verschiedene Werte von $\sigma_R$ bei $\sigma_L$=1 mit den Daten $\ddot{u}_{VN}$=1,75, $\gamma_{1N}$=30° und $Q_N$=5 (vgl. Beispiel im Abschnitt 3.2.4). Dazu erhält man aus (4.2/5b) folgende Kennwerte:

$$b_{C1N} = 0{,}9960 \qquad x_{C2N} = 1{,}8628 \qquad b_{C3N} = 0{,}3273$$

$$r_N = 3{,}5363 \qquad x_{VN} = 0{,}7073 \ .$$

Ortskurven konstanter relativer Betriebsfrequenz $\Omega_B$ sind gestrichelt eingezeichnet.

Maßnahmen für einwandfreien Betrieb entsprechend den im Abschnitt 4.1 genannten Bedingungen werden zunächst für $\sigma_R$ als Parameter bei $\sigma_L$=1, also anhand Bild 4.3/1, erörtert. Sie werden dann auf Lastkreisverhältnisse mit $\sigma_L$ als Parameter und $\sigma_R$=1 übertragen. Dazu dient Bild 4.3/2, das $\underline{y}_L(\Omega_B)$ für verschiedene Werte von $\sigma_L$ bei $\sigma_R$=1 zeigt: von den Ortskurven sind nur die für den endgültigen Betriebsbereich wesentlichen Teile dargestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind von den Ortskurven konstanter Frequenz nur die beiden für $\Omega_B$=1,0 und $\Omega_B$=0,7 angegeben und ansonsten $\underline{y}_L(\Omega_B)$ in den wichtigen Bereichen einzeln parametriert.

Der Nennbetriebspunkt ist in beiden Bildern mit N bezeichnet. Alle weiteren Daten der Bilder sind Ergebnisse der folgenden Abschnitte.

---

Zu Bild 4.3/1 (s. Seite 65):

Ortskurve des relativen Admittanzoperators $\underline{y}_L(\Omega_B)$ nach (4.2/4) mit $\sigma_R$ als Parameter bei $\sigma_L$=1; Dimensionierungsdaten: $\ddot{u}_{VN}$=1,75, $Q_N$=5, $\gamma_{1N}$=30°, $\ddot{u}_{C2N}$=0,94·$\ddot{u}_{VN}$; weitere Erläuterungen s. Text.

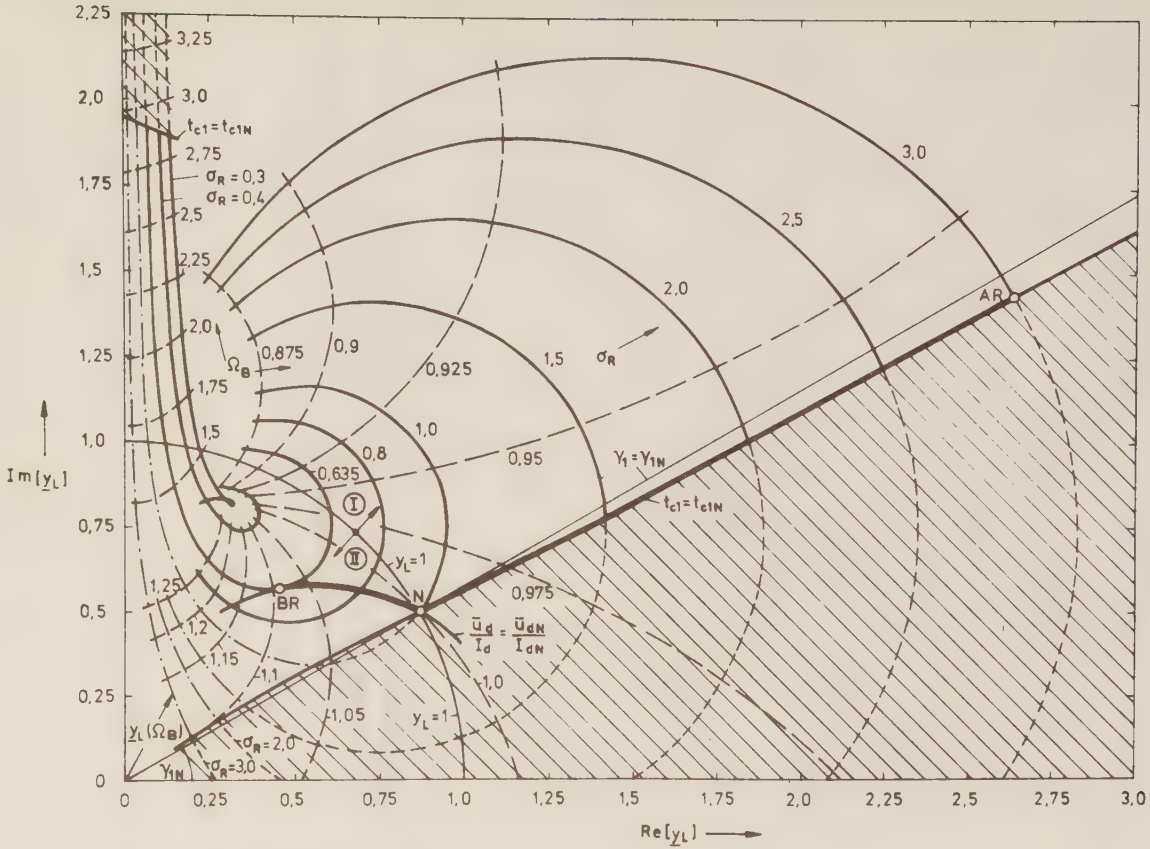


Bild 4.3/1 (Erläuterungen s. Seite 64 unten)

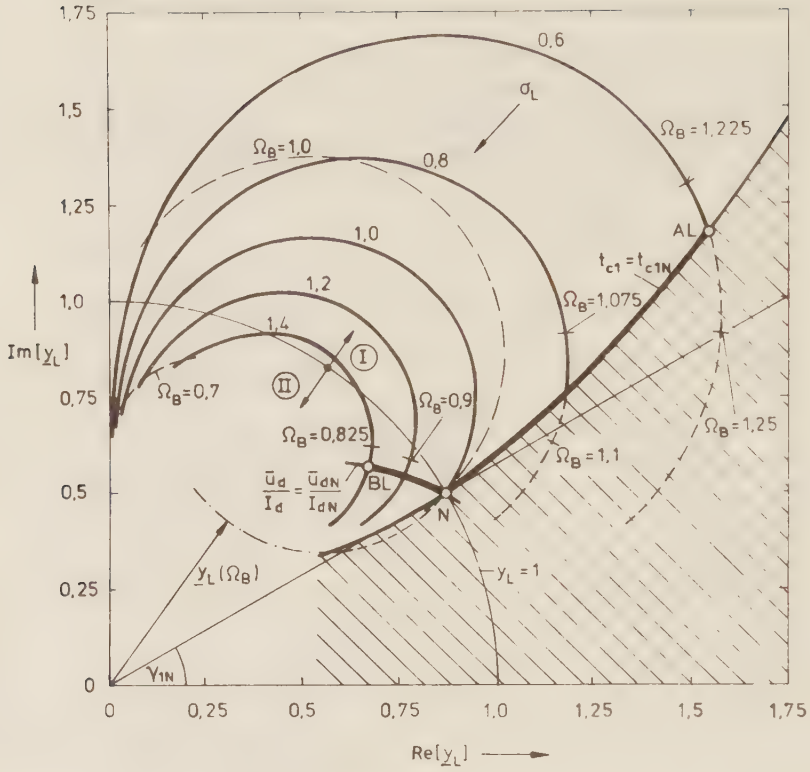


Bild 4.3/2 Ortskurve des relativen Admittanzoperators $\underline{y}_L(\Omega_B)$ nach (4.2/4) mit $\sigma_L$ als Parameter bei $\sigma_R=1$; Dimensionierungsdaten: $\ddot{u}_{VN}=1{,}75$, $Q_N=5$, $\varphi_{1N}=30^\circ$, $\ddot{u}_{C2N}=0{,}94\cdot\ddot{u}_{VN}$; weitere Erläuterungen s. Text.

## 4.3.1 Prinzipielles Konzept aufgrund der Betriebsbedingungen

Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit werden die Bauelemente der Anlage für die Beanspruchung, d.h. für Ströme, Spannungen und Schonzeit, bei Nennbetrieb ausgelegt. Ihre Funktionstüchtigkeit ist gewährleistet, wenn diese Größen während des gesamten Betriebs nur solche Werte annehmen, daß keine unzulässigen Belastungen auftreten. Sofern dies nicht für jeden Betriebspunkt, der sich bei gegebenen Verbraucherdaten ($\sigma_R$, $\sigma_L$) einstellt, automatisch der Fall ist, müssen Regelungen zur Begrenzung der kritischen Größen vorgesehen werden.

Die in Abschnitt 4.1 genannten Betriebsbedingungen legen es nahe, die Notwendigkeit solcher Maßnahmen zunächst für die Größen am WR-Ausgang zu untersuchen. Die maßgebenden Zusammenhänge dieser zu überwachenden Größen bei gegebenen, d.h. nicht beeinflußbaren [1], Verbraucherdaten vermittelt die Lastkreisadmittanz in der Ortskurvendarstellung des Bildes 4.3/1.

Aus der ersten der im Abschnitt 4.1 formulierten Betriebsbedingungen folgt für die Schonzeit: $t_c \geq t_{cN}$. Ihr entspricht bei der Grundschwingungsrechnung die aus Betriebskreisfrequenz $\omega_B$ und Phasenverschiebungswinkel $\gamma_1$ folgende Größe $t_{c1} = \gamma_1/\omega_B$ - vgl. (3.1/2). Diese liegt der weiteren Analyse zugrunde und wird zur Vereinfachung im folgenden auch Schonzeit genannt. Der zulässige Wert ist $t_{c1N} = \gamma_{1N}/\omega_{BN}$. Im Rahmen der Grundschwingungsrechnung besteht daher die Forderung $t_{c1} \geq t_{c1N}$. Die durch $t_{c1} < t_{c1N}$ gekennzeichneten unzulässigen Werte der Lastkreisadmittanz werden in zwei Betriebsbereichen erreicht:

a) bei etwa konstanter Betriebsfrequenz $f_B \approx f_{BN}$ ($\Omega_B \approx 1$ in Bild 4.3/1) durch gegenüber dem Nennbetrieb zu kleinem Winkel $\gamma_1 < \gamma_{1N}$ ;

b) bei etwa konstantem Winkel $\gamma_1 \leq \frac{\pi}{2}$ durch zu große Betriebsfrequenz ($\Omega_B \geq 3$ in Bild 4.3/1).

---

[1] in diesem Sinne ist auch im folgenden "gegebene Verbraucherdaten" zu verstehen.

Die numerische Auswertung anhand Formel (4.2/9) liefert die beiden in Bild 4.3/1 den Bereich zulässiger Schonzeiten begrenzenden Linien. Es sind dies Ortskurven des Admittanzoperators, für die $t_{c1}=t_{c1N}$ gilt. Arbeitspunkte des WR mit Wertepaaren von Betriebsfrequenz und Verschiebungswinkel, die Zeigeroperatoren $\underline{y}_L$ mit der Spitze in den schraffierten Bereichen ergeben, sind wegen zu kleiner Schonzeit unzulässig (im Bild 4.3/1 gestrichelte Teile der Ortskurven für $\sigma_R$=konst.).

Nach der zweiten in Abschnitt 4.1 angegebenen Betriebsbedingung dürfen der Scheitelwert $\hat{u}_L$ der Lastspannung und der Mittelwert $\bar{i}_d$ des Gleichstromes nicht größer als die entsprechenden Nennwerte werden. Die folgenden Untersuchungen gehen von glattem Gleichstrom ($\bar{i}_d=I_d$) und von der Grundschwingung $u_{L1}$ der Lastspannung aus. Wegen der festen Zusammenhänge zwischen $I_d$ und dem Effektivwert $I_{L1}=I_L$ der Laststromgrundschwingung bzw. zwischen $\hat{u}_{L1}$ und dem Effektivwert $U_{L1}=U_L$ der Lastspannungsgrundschwingung gelten für diese Untersuchungen bezüglich Strom und Spannung am WR-Ausgang die Bedingungen

$$U_L \leq U_{LN} , \quad I_L \leq I_{LN} \qquad (4.3.1/1).$$

Sie müssen bei allen zulässigen Lastkreisadmittanzen erfüllt werden (nicht schraffiertes Gebiet in Bild 4.3/1). Es können die beiden folgenden Bereiche unterschieden werden:

(I) für Admittanzen, bei denen für Nennlastspannung ($U_L=U_{LN}$) ein Laststrom größer als der Nennstrom fließen würde ($I_L>I_{LN}$), und

(II) für Admittanzen, bei denen die Lastspannung größer als die Nennspannung sein würde ($U_L>U_{LN}$), wenn Nennstrom fließt ($I_L=I_{LN}$).

Alle Admittanzen, für die $U_L=U_{LN}$ bei $I_L=I_{LN}$ gilt, deren Beträge also gleich dem Betrag $Y_{LN}$ der Nennadmittanz sind, bilden die Grenze zwischen beiden Bereichen. In Bild 4.3/1 ist das die Ortskurve für $y_L$=1; die Bereiche (I) und (II) werden in diesem Bild durch diese Linie getrennt. Um die Bedingungen (4.3.1/1) zu erfüllen, muß bei Admittanzen des Bereichs (I) der Laststrom $I_L$ und bei Admittanzen des Bereichs (II) die Last-

spannung $U_L$ auf den Nennwert begrenzt werden. Die jeweils komplementäre Größe ist dann kleiner als im Nennbetriebspunkt.

Diese Begrenzung gewährleistet, daß auch Strom $I_d$ und Spannung $\bar{u}_d$ im Zwischenkreis keine unzulässigen Werte ($I_d > I_{dN}$, $\bar{u}_d > \bar{u}_{dN}$) annehmen. Aus (2.1/4) folgt für den Gleichstrom

$$\frac{I_d}{I_{dN}} = \frac{I_L}{I_{LN}} \quad ,$$

d.h. es ist $I_d \leq I_{dN}$, wenn $I_L \leq I_{LN}$ ist. Aus (2.1/5) und (3.1/1) erhält man für die Spannung

$$\frac{\bar{u}_d}{\bar{u}_{dN}} = \frac{\cos \gamma_1}{\cos \gamma_{1N}} \cdot \frac{U_L}{U_{LN}} \quad .$$

Bild 4.3/1 zeigt, daß außer in einem schmalen Zwickel des Bereichs (I) für alle zulässigen Lastkreisadmittanzen $\gamma_1 \geq \gamma_{1N}$ ist. In dem Zwickel kann $\gamma_1$ geringfügig kleiner als $\gamma_{1N}$ werden. Infolge der Laststrombegrenzung ($I_L = I_{LN}$) im Bereich (I) gilt jedoch für die Lastspannung $U_L < U_{LN}$, und zwar nimmt $U_L/U_{LN}$ stärker ab als $\cos \gamma_1 / \cos \gamma_{1N}$ zunehmen kann. Es sind daher $\bar{u}_d \leq \bar{u}_{dN}$ und $I_d \leq I_{dN}$ für alle zulässigen Admittanzen, wenn $U_L \leq U_{LN}$ und $I_L \leq I_{LN}$ sind.

Bei Begrenzung von WR-Ausgangsstrom und -spannung auf ihre Nennwerte ergeben sich für zulässige Admittanzen ($t_{c1} \geq t_{c1N}$ im Bild 4.3/1) die in der folgenden Tabelle zusammengestellten Strom- und Spannungsverhältnisse; (B) gibt die zu begrenzende Größe an:

| | $I_L/I_{LN}$ | $U_L/U_{LN}$ | $I_d/I_{dN}$ | $u_d/\bar{u}_{dN}$ |
|---|---|---|---|---|
| $y_L > 1$ (Ber. (I)) | = 1 (B) | < 1 | = 1 | < 1 |
| $y_L = 1$ | = 1 | = 1 | = 1 | ≤ 1 |
| $y_L < 1$ (Ber. (II)) | < 1 | = 1 (B) | < 1 | < 1 |

$\bar{u}_d = \bar{u}_{dN}$ und damit $P_w = P_{wN}$ ist nur im Nennpunkt möglich. Unzulässige Belastung der Bauelemente wird vermieden, wenn die kritischen Größen grundsätzlich in folgender Weise durch Regelung begrenzt werden:

1. Um unzulässige Arbeitspunkte zu vermeiden, ist eine Schonzeitregelung erforderlich, die $t_{c1} \geq t_{c1N}$ gewährleistet. Bild 4.3/1 zeigt, daß bei gegebenen Lastkreisverhältnissen die Frequenz $f_B = \Omega_B \cdot f_{BN}$ der einzige Parameter zur Beeinflussung des Winkels $\gamma_1$ und damit der Schonzeit $t_{c1}$ ist.
2. Um unzulässige Werte von Strömen und Spannungen in den zulässigen Arbeitspunkten zu vermeiden, muß für Lastkreisadmittanzen des Bereichs (I) (s.Bild 4.3/1) der Laststrom so geregelt werden, daß $I_L \leq I_{LN}$ bleibt, und für Admittanzen des Bereichs (II) muß die Regelung der Lastspannung $U_L \leq U_{LN}$ bewirken. Beides kann z. B. durch Verstellen der Eingangsgleichspannung des Zwischenkreises erreicht werden.

Infolge der Proportionalität zwischen Gleich- und Laststrom kann anstelle des Laststromes auch der Gleichstrom geregelt werden.

Da bei konstanten Lastkreisparametern und bei konstanter Frequenz alle Spannungen und Ströme des Lastkreises proportional der Eingangsgleichspannung sind, kann, um die vierte der Betriebsbedingungen des Abschnitts 4.1 zu erfüllen, durch Verstellen der Eingangsgleichspannung gewährleistet werden, daß auch die übrigen Spannungen des Lastkreises nie ihre Nennwerte überschreiten.

### 4.3.2 Stationärer Betrieb

Nachdem die durch die Belastbarkeit der Bauelemente bestimmte Aufgabenstellung für die Regelung festliegt, sollen in diesem Abschnitt konkrete Regelkriterien angegeben werden, die bei gegebenen Lastkreisverhältnissen automatisch für die Praxis sinnvolle Werte der Stellgrößen Betriebsfrequenz und Eingangsgleichspannung ergeben.

Sinnvoll ist z. B., wenn sich unter allen möglichen Werten automatisch diejenigen einstellen, die die größtmögliche Wirkleistung $P_{wmax}$ für den Verbraucher ergeben.

Diese Werte, mit denen die Forderung $P_w = P_{wmax}$ erfüllt werden kann, sollen mit Bild 4.3.2/1 und den Beziehungen

$$P_w = \frac{\cos \gamma_1}{\cos \gamma_{1N}} \cdot y_L \cdot \left(\frac{U_L}{U_{LN}}\right)^2 \cdot P_{wN} \qquad (4.3.2/1a)$$

$$P_w = \frac{\cos \gamma_1}{\cos \gamma_{1N}} \cdot \frac{1}{y_L} \cdot \left(\frac{I_L}{I_{LN}}\right)^2 \cdot P_{wN} \qquad (4.3.2/1b)$$

gefunden werden. Bild 4.3.2/1 stellt einen Ausschnitt des Bildes 4.3/1 dar. Die Beziehungen (4.3.2/1) folgen aus (2.1/2) mit (3.1/1), mit $Y_L \cdot U_L = I_L$ und nach (4.2/3) mit $y_L = Y_L/Y_{LN}$. Es ist zweckmäßig, zunächst die im Abschnitt 4.3.1 definierten Bereiche (I) und (II) getrennt zu betrachten und die Bedingungen zu ermitteln, die relative maximale Wirkleistung $P^I_{wmax}$

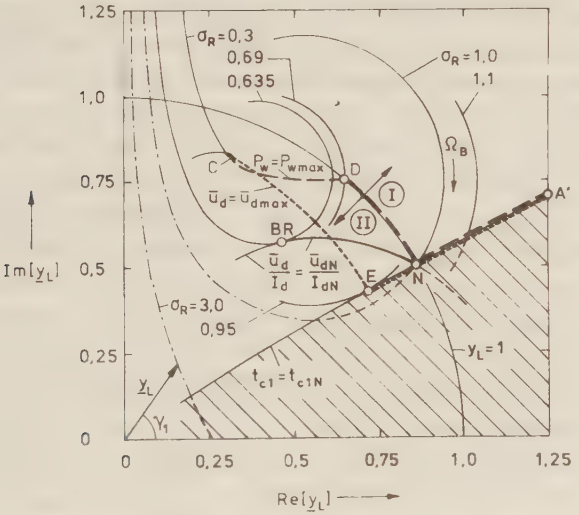


Bild 4.3.2/1 Ortskurvenebene der Lastkreisadmittanz ausschnittsweise nach Bild 4.3/1 zur Ermittlung optimaler Betriebspunkte; es gelten die Daten des Bildes 4.3/1; $P_w = P_{wmax}$ gilt für $U_L = U_{LN}$ im Bereich (II) und $I_L = I_{LN}$ im Bereich (I).

bzw. $P^{II}_{wmax}$ ergeben. Die Bedingungen für die Forderung $P_w = P_{wmax}$ können daraus einfach abgeleitet werden.

Nach Abschnitt 4.3.1 muß bei Admittanzen des Bereichs (II) die Lastspannung $U_L$ begrenzt werden: $U_L \leq U_{LN}$. Aus (4.3.2/1a) folgt damit für diesen Bereich: bei gegebenen Verbraucherdaten sind die Betriebspunkte relativer maximaler Wirkleistung $P^{II}_{wmax}$ gekennzeichnet durch größtmögliche Lastspannung $U_L = U_{LN}$ und größtmöglichen Realteil $y_L \cdot \cos \varphi_1$ der Lastkreisadmittanz. Bei der Form der Ortskurven für $\sigma_R$ = konst. (s. Bild 4.3/1) ist $y_L \cdot \cos \varphi_1$ maximal in dem Punkt, in dem die Tangente der Ortskurve senkrecht zur Abszissenachse liegt. Die Verbindungslinie dieser Punkte ist daher, soweit sie im Bereich (II) liegt, die Ortskurve der Admittanzen, mit denen $P_w = P^{II}_{wmax}$ bei $U_L = U_{LN}$ erreicht werden kann. Man erhält die im Bild 4.3.2/1 eingetragene Kurve C-D als den im Bereich (II) liegenden Teil dieser Verbindungslinie. Sie gilt für Werte von $\sigma_R$ zwischen 0,3 und 0,69. Für $\sigma_R$-Werte mit $0{,}69 < \sigma_R \leq 1{,}0$ liegen die Ortskurvenpunkte mit zur Abszissenachse senkrechter Tangente im Bereich (I) (vgl. die Ortskurve für $\sigma_R = 1{,}0$ im Bild 4.3.2/1). Bei diesen Werten ist die Bedingung maximaler Realteil der Admittanz im Bereich (II) an der Bereichsgrenze $y_L = 1$ erfüllt: die Kurve D-N ist im Bild 4.3.2/1 die entsprechende Ortskurve des Admittanzoperators. Werte von $\sigma_R$ größer als 1,0 können im Bereich (II) außer acht gelassen werden, da Betriebspunkte auf den strichpunktierten Teilen der Ortskurven im Bild 4.3.2/1 ausgeschlossen werden. Dies ist im folgenden Abschnitt 4.3.3 begründet. Für Verbraucherdaten $0{,}3 \leq \sigma_R \leq 1{,}0$ wird also relative maximale Wirkleistung $P^{II}_{wmax}$ erreicht, wenn $U_L = U_{LN}$ ist und wenn Lastkreisadmittanzen vorliegen, deren Ortskurve im Bild 4.3.2/1 die Kurve C-D-N darstellt.

Bei Admittanzen des Bereichs (I) muß nach Abschnitt 4.3.1 der Laststrom $I_L$ begrenzt werden: $I_L \leq I_{LN}$. Aus (4.3.2/1b) folgen die Bedingungen, mit denen relative maximale Wirkleistung $P^{I}_{wmax}$ erreicht wird: $\cos \varphi_1 / y_L$ maximal bei $I_L = I_{LN}$. Um die Ortskurve der Admittanzen mit maximalem $\cos \varphi_1 / y_L$ zu finden, wird im Bild 4.3.2/1 zunächst der Fall $\sigma_R = 1{,}0$ betrachtet. Wenn man ausgehend vom Nennpunkt N die relative Frequenz $\Omega_B$

erniedrigt, nehmen $y_L$ und $\gamma_1$ zu. Aus (4.3.2/1b) folgt, daß dabei die Leistung $P_w$ abnimmt, wenn $I_L$ konstant bleibt. Für $\sigma_R=1$ ist also $P_w = P^I_{wmax}$, wenn bei $I_L=I_{LN}$ die Lastkreisadmittanz des Betriebspunktes N vorliegt. Ausgehend von den Grenzkurven $t_{c1}=t_{c1N}$ und $y_L=1$ des Bereichs (I) führt die gleiche Betrachtungsweise anhand Bild 4.3.2/1 für $\sigma_R$=konst≠1 zu folgender Ortskurve der Admittanzen, mit denen $P_w=P^I_{wmax}$ bei $I_L=I_{LN}$ erreicht wird:

- für $\sigma_R > 1{,}0$: Bereichsgrenze $t_{c1}=t_{c1N}$ (Kurve A'-N);
- für $\sigma_R < 1{,}0$: Bereichsgrenze $y_L=1$; sofern bei diesen Werten von $\sigma_R$ mehrere Betriebspunkte mit $y_L=1$ möglich sind, gilt dies für den mit dem kleinsten Winkel $\gamma_1$.

Die Bedingungen, mit denen $P_w=P^{II}_{wmax}$ bzw. $P_w=P^I_{wmax}$ erreicht werden können, sind in der folgenden Tabelle zusammengefaßt:

| Verbraucherdaten | Ortskurve des Admittanzoperators in Bild 4.3.2/1 für | | |
|---|---|---|---|
| | $P^{II}_{wmax}$ bei $U_{LN}$ | $P^I_{wmax}$ bei $I_{LN}$ | $P_{wmax}$ |
| $0{,}3 \leq \sigma_R \leq 0{,}69$ | C - D | $y_L = 1$ | C-D bei $U_{LN}$ |
| $0{,}69 \leq \sigma_R \leq 1{,}0$ | D - N | D - N | D-N bei $U_{LN}$, $I_{LN}$ |
| $\sigma_R > 1{,}0$ | entfällt | N - A' | N-A' bei $I_{LN}$ |

In der Tabelle sind auch die Bedingungen angegeben, mit denen die Forderung $P_w=P_{wmax}$ erfüllt wird. $P_{wmax}$ ist bei konstantem $\sigma_R$ die größtmögliche Wirkleistung im gesamten zulässigen Betriebsbereich (s.o.). Wenn $\sigma_R>1{,}0$ ist, ist im Bereich (II) kein Betrieb erwünscht, so daß die Bedingungen für $P_{wmax}$ gleich denen für $P^I_{wmax}$ sind (s.Tabelle). Betriebspunkte auf der Ortskurve D-N im Bild 4.3.2/1 sind bei Werten von $\sigma_R$ zwischen 0,69 und 1,0 Voraussetzung sowohl für $P^I_{wmax}$ als auch für $P^{II}_{wmax}$ und damit auch für $P_{wmax}$ (s.Tabelle). Da hierbei $y_L=1$ gilt, ist mit $I_L=I_{LN}$ automatisch $U_L=U_{LN}$ bzw. umgekehrt. Für Werte von $\sigma_R$ im Bereich 0,3 bis 0,69 liegen im Bild 4.3.2/1 die Betriebspunkte, mit denen $P^I_{wmax}$ bei $I_L=I_{LN}$ er-

reicht wird, auf der Ortskurve $y_L$=1. Hier gilt gleichzeitig $U_L$=$U_{LN}$. Bei $U_L$=$U_{LN}$ wird jedoch relative maximale Leistung $P^{II}_{wmsx}$ mit Betriebspunkten auf der Ortskurve C-D erreicht. Mit Admittanzen dieser Ortskurve wird daher bei $U_L$=$U_{LN}$ die Forderung $P_w$=$P_{wmax}$ für $\sigma_R$-Werte zwischen 0,3 und 0,69 erfüllt (s. Tabelle).

Ein anderes Kriterium für die Regelung ist die Forderung nach minimaler Blindleistung im speisenden Drehstromnetz. Das bedeutet, daß durch den Gleichrichter in der Regel die geforderte Wirkleistung bei größtmöglicher Zwischenkreisspannung $\bar{u}_{dmax}$ und damit kleinstmöglichem Gleichstrom zu liefern ist.

Unter Berücksichtigung des festen Zusammenhangs zwischen Gleich- und Laststrom (s.o.) folgt für den Bereich (I) aus (4.3.2/1b), daß bei einer geforderten Leistung $P_w$ minimaler Gleichstrom bei maximalem cos $\gamma_1/y_L$ erreicht wird. Es ergibt sich also für die Forderung relative maximale Spannung $\bar{u}^I_{dmax}$ innerhalb des Bereichs (I) im Bild 4.3.2/1 dieselbe Ortskurve wie bei der Ableitung der relativen maximalen Leistung $P^I_{wmax}$: A'-N für $\sigma_R \geq 1{,}0$ und $y_L$=1 für $\sigma_R \leq 1{,}0$.

Aus (2.1/5) erhält man mit (3.1/1)

$$\bar{u}_d = \frac{\cos \gamma_1}{\cos \gamma_{1N}} \cdot \frac{U_L}{U_{LN}} \cdot \bar{u}_{dN} \qquad (4.3.2/2).$$

Aus dieser Formel folgt, daß bei $\sigma_R$=konst. relative maximale Spannung $\bar{u}^{II}_{dmax}$ im Bereich (II) durch $U_L$=$U_{LN}$ und minimalen Verschiebungswinkel $\gamma_1$ erreicht wird. Für $0{,}3 \leq \sigma_R \leq 0{,}95$ erhält man im Bild 4.3.2/1 die Kurve C-E als Ortskurve, die die Bedingung minimalen Winkel $\gamma_1$ erfüllt. Sie ist die Verbindungslinie der Punkte, in denen der Strahl aus dem Koordinatennullpunkt die Ortskurven für $\sigma_R$=konst. tangiert.

Wie bei der Herleitung von $P^{II}_{wmax}$ werden im Bild 4.3.2/1 Betriebspunkte auf den strichpunktierten Teilen der Ortskurven für $\sigma_R$=konst. nicht berücksichtigt. Daraus folgt:

- für Werte von $\sigma_R$ im Bereich 0,95 bis 1,0 ist im Bild 4.3.2/1 die Kurve N-E die Ortskurve der Admittanzen mit minimalem $\gamma_1$; sie ergeben $\bar{u}^{II}_{dmax}$ bei $U_L$=$U_{LN}$;

- $\sigma_R$-Werte, die größer als 1,0 sind, können im Zusammenhang mit $\bar{u}^{II}_{dmax}$ außer acht gelassen werden.

Aus den Ergebnissen bezüglich $\bar{u}^{I}_{dmax}$ und $\bar{u}^{II}_{dmax}$ ergibt sich für die Forderung $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$ bezogen auf den gesamten zulässigen Betriebsbereich:

a) Für Verbraucherdaten $\sigma_R \geq 1{,}0$ ist im Bild 4.3.2/1 die Ortskurve der Admittanzen, die die Forderung $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$ erfüllen, identisch mit der, deren Admittanzen auch $\bar{u}_d=\bar{u}^{I}_{dmax}$ erfüllen. Es ist die Kurve N-A'.

b) Bei Verbraucherdaten $\sigma_R \leq 1{,}0$ ist $\bar{u}_d=\bar{u}^{I}_{dmax}$, wenn $y_L=1$ ist. Die Ortskurve $y_L=1$ ist jedoch auch Teil des Bereichs (II). In diesem wird bei $U_L=U_{LN}$ maximale Gleichspannung mit Admittanzen der Ortskurve N-E-C erreicht. Betriebspunkte auf dieser Ortskurve erfüllen daher bei $U_L=U_{LN}$ auch die Forderung $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$.

Die gesamte Ortskurve A'-N-E-C ist im Bild 4.3.2/1 punktiert dargestellt.

Bezüglich der beiden Forderungen $P_w=P_{wmax}$ und $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$ zeigt Bild 4.3.2/1, daß für Verbraucherdaten $\sigma_R \geq 1$, $\sigma_L=1$ optimale Verhältnisse vorliegen, wenn die Schonzeit des Nennbetriebs $t_{c1N}$ eingestellt wird. Es sind dann $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$ und bei $I_L=I_{LN}$ auch $P_w=P_{wmax}$. Übertragen auf Bild 4.3/1 ergeben sich für Werte von $\sigma_R$ zwischen 1,0 und 3,0 Betriebspunkte mit Admittanzen der Kurve $t_{c1}=t_{c1N}$ zwischen den Punkten N und AR. Um in diesem Wertebereich von $\sigma_R$ die Forderungen $P_w=P_{wmax}$ und $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$ zu erfüllen, ergeben sich zusammengefaßt folgende Kriterien für die Regelung: solche Werte der Betriebsfrequenz, mit denen $t_{c1}=t_{c1N}$ wird, und Eingangsgleichspannung so groß, daß $I_L=I_{LN}$ bzw. $I_d=I_{dN}$ wird.

Für $\sigma_R<1$, $\sigma_L=1$ sind je nach Bewertung der beiden Forderungen $P_w=P_{wmax}$ bzw. $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$ bei gegebenem $\sigma_R$ unterschiedliche Arbeitspunkte anzustreben (s. Bild 4.3.2/1). In beiden Fällen muß die Eingangsgleichspannung so eingestellt werden, daß im Lastkreis $U_L=U_{LN}$ ist. Für die zweite Stellgröße Betriebsfrequenz lassen sich jedoch weder zu der Forderung $P_w=P_{wmax}$ noch

zur Forderung $\bar{u}_d = \bar{u}_{dmax}$ einfache Realisierungsmöglichkeiten der Regelung angeben.

Praktisch einfach zu verwirklichen ist hingegen die Forderung nach konstantem Verhältnis von Spannung $\bar{u}_d$ und Strom $I_d$ im Zwischenkreis. Damit im Nennpunkt (N im Bild 4.3.2/1) der Übergang von $\sigma_R \geq 1$ zu $\sigma_R < 1$ kontinuierlich erfolgt, ist die Bedingung $\bar{u}_d/I_d = \bar{u}_{dN}/I_{dN}$ sinnvoll. Die Ortskurve der Admittanzen, die dieser Bedingung genügen, kann mit

$$\frac{\bar{u}_d}{I_d} = \frac{1}{y_L} \cdot \frac{\cos \varphi_1}{\cos \varphi_{1N}} \cdot \frac{\bar{u}_{dN}}{I_{dN}} \qquad (4.3.2/3)$$

gefunden werden, einer Beziehung, die aus (4.3.2/1b) folgt, wenn $P_w = \bar{u}_d \cdot I_d$ und nach (2.1/4) $I_L/I_{LN} = I_d/I_{dN}$ gesetzt werden. In den Bildern 4.3/1 und 4.3.2/1 ist die Ortskurve der Admittanzen angegeben, die die Forderung $\bar{u}_d/I_d = \bar{u}_{dN}/I_{dN}$ erfüllen. Für diese Admittanzen folgt aus (4.3.2/3):

$(\cos \varphi_1)/y_L = \cos \varphi_{1N}$.

Bild 4.3.2/1 zeigt, daß $\bar{u}_d/I_d = \bar{u}_{dN}/I_{dN}$ im Bereich $0{,}635 \leq \sigma_R < 1{,}0$ ein guter Kompromiß zwischen den Forderungen $P_w = P_{wmax}$ und $\bar{u}_d = \bar{u}_{dmax}$ ist. Bei entsprechenden Lastkreisverhältnissen sind daher folgende Regelkriterien günstig: Betriebsfrequenz so, daß $\bar{u}_d/I_d = \bar{u}_{dN}/I_{dN}$ ist, und Eingangsgleichspannung so, daß $U_L = U_{LN}$ ist.

Wenn $\sigma_R < 0{,}635$ ist (bei $\sigma_L = 1{,}0$), ist $\bar{u}_d/I_d = \bar{u}_{dN}/I_{dN}$ nicht möglich (s. Punkt BR im Bild 4.3.2/1). Aus Abschnitt 2.2 mit den Betrachtungen zu $\sigma_R$ im Abschnitt 4.1 folgt jedoch, daß $\sigma_R = 0{,}3 \ldots 0{,}6$ ($Q = 1{,}5 \ldots 3$) nur bei besonderen Betriebsarten wie z. B. Sintern auftritt. In solchen Fällen, die in der Regel vorhersehbar sind, kann $\bar{u}_d/I_d < \bar{u}_{dN}/I_{dN}$ gewählt werden, womit dann auch in diesen Sonderfällen stationärer Betrieb im Bereich der Nennfrequenz erreicht werden kann.

Die Regelkriterien wurden bisher abgeleitet für $\sigma_L = 1$. Bild 4.3/2 zeigt Ortskurven der Lastkreisadmittanz mit $\sigma_L$ als Parameter und $\sigma_R = 1$. Man erkennt, daß zur Regelung dieselben Kriterien wie bei den Lastkreisverhältnissen nach Bild 4.3/1 anwendbar sind:

a) Bei $\sigma_L<1$ , $\sigma_R=1$ dieselben Kriterien wie bei $\sigma_R>1$ , $\sigma_L=1$ : $t_{c1}=t_{c1N}$ im Bereich (I) des Bildes 4.3/2 bei $I_L=I_{LN}$. Das ergibt optimale Verhältnisse bezüglich der Forderungen $P_w=P_{wmax}$ und $\bar{u}_d=\bar{u}_{dmax}$. Die Kurve AL-N im Bild 4.3/2 ist die Ortskurve der Admittanzen dieser Betriebspunkte.

b) Bei $\sigma_L>1$, $\sigma_R=1$ dieselben Kriterien wie bei $0,635\leq\sigma_R<1$, $\sigma_L=1$: $\bar{u}_d/I_d=\bar{u}_{dN}/I_{dN}$ im Bereich (II) des Bildes 4.3/2 bei $U_L=U_{LN}$. In Bild 4.3/2 ist die Kurve N-BL die Ortskurve der Admittanzen dieser Betriebspunkte. Ein den Verhältnissen bei $\sigma_R<0,635$, $\sigma_L=1$ äquivalenter Fall tritt nicht auf.

Mit dem exakten Verfahren nach Anhang A2.2 wurden $P_w/P_{wN}$ und $\bar{u}_d/\bar{u}_{dN}$ in Abhängigkeit von $\sigma_R$ und $\sigma_L$ berechnet, und zwar für das Beispiel des Abschnitts 3.2.4 und eine relative Schwingungsbreite des Gleichstromes von $\delta_1=0,2$ (s. Abschnitt 3.3). Die Werte der Bauelemente wurden entsprechend Abschnitt 3.3 mit dem Faktor 0,9584 korrigiert. Folgender Rechengang wurde gewählt:

1. Es wurde die Stellgröße Frequenz $f_B$ ermittelt, mit der sich bei gegebenem $\sigma_R$ und $\sigma_L=1,0$ bzw. bei gegebenem $\sigma_L$ und $\sigma_R=1,0$ entsprechend den bisherigen Ergebnissen dieses Abschnitts $t_c=t_{cN}$ oder $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ ergibt.
2. Mit diesen Werten und der Eingangsgleichspannung $\bar{u}_d=\bar{u}_{dN}$ erfolgte die Berechnung der durch die Regelung zu begrenzenden Größen Gleichstrom und Scheitelwerte der Lastkreisspannungen. Die Ergebnisse zeigen die Teile a) der Bilder 4.3.2/2 und 4.3.2/3. Die Bereiche, in denen $t_c=t_{cN}$ oder $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ gilt, sind in den Bildern angegeben. Der Knick in den Verläufen von $\hat{u}_L/\hat{u}_{LN}$ kommt dadurch zustande, daß - mit den Bezeichnungen des Bildes 3.1/3 formuliert - $\hat{u}_L$ im Bereich des Nennbetriebs der Größe $v_{Lm}$ und ab dem Knick der Größe $v_{Lp}$ entspricht (vgl. z. B. den stationären Betrieb in den Bildern 5.3/1 und 5.3/2).
3. Bei gegebenem $\sigma_R$ bzw. $\sigma_L$ wurde dann die relative Stellgröße $\bar{u}_d/\bar{u}_{dN}$ mit der Maßgabe berechnet, daß keine der in den Teilen a) der Bilder dargestellten Größen den Wert 1,0

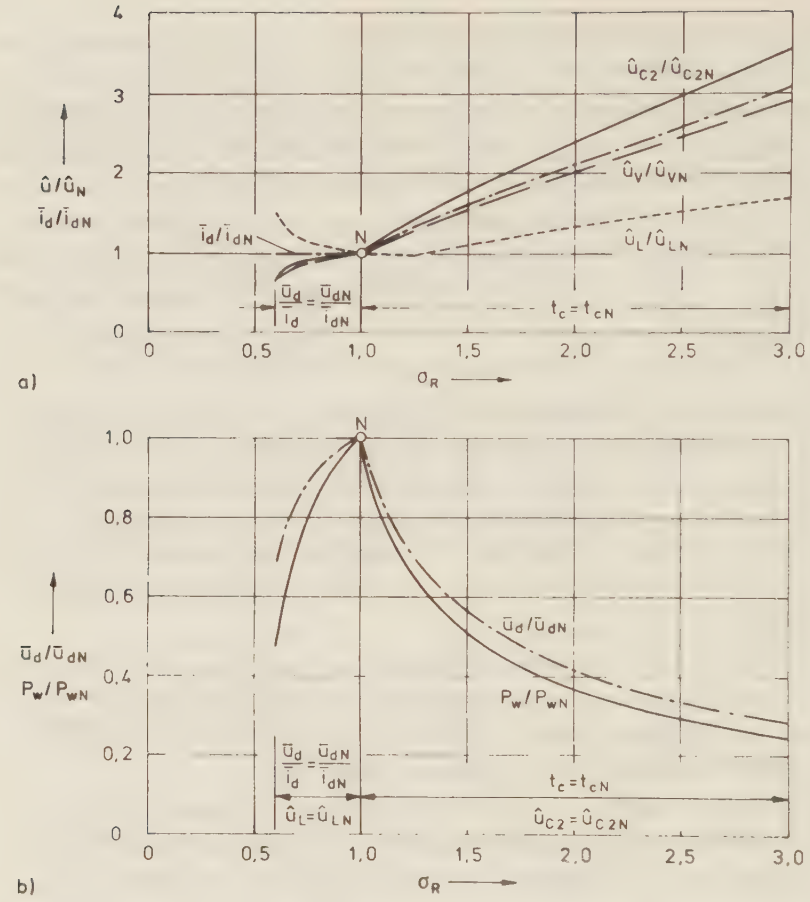


Bild 4.3.2/2 Stationäre Werte von Zwischenkreis- und Lastkreisgrößen in Abhängigkeit von $\sigma_R$ bei $\sigma_L=1$;

a) relativer Gleichstrom $\bar{i}_d/\bar{i}_{dN}$ und relative Scheitelwerte $\hat{u}_.../\hat{u}_{...N}$ der Lastkreisspannungen für $\bar{u}_d=\bar{u}_{dN}$;

b) $\bar{u}_d/\bar{u}_{dN}$ und $P_w/P_{wN}$ unter der Bedingung, daß gegenüber a) $\hat{u}_L=\hat{u}_{LN}$ für $0{,}6 \leq \sigma_R < 1{,}0$ und $\hat{u}_{C2}=\hat{u}_{C2N}$ für $1{,}0 < \sigma_R \leq 3{,}0$ sind;

weitere Erläuterungen s. Text.

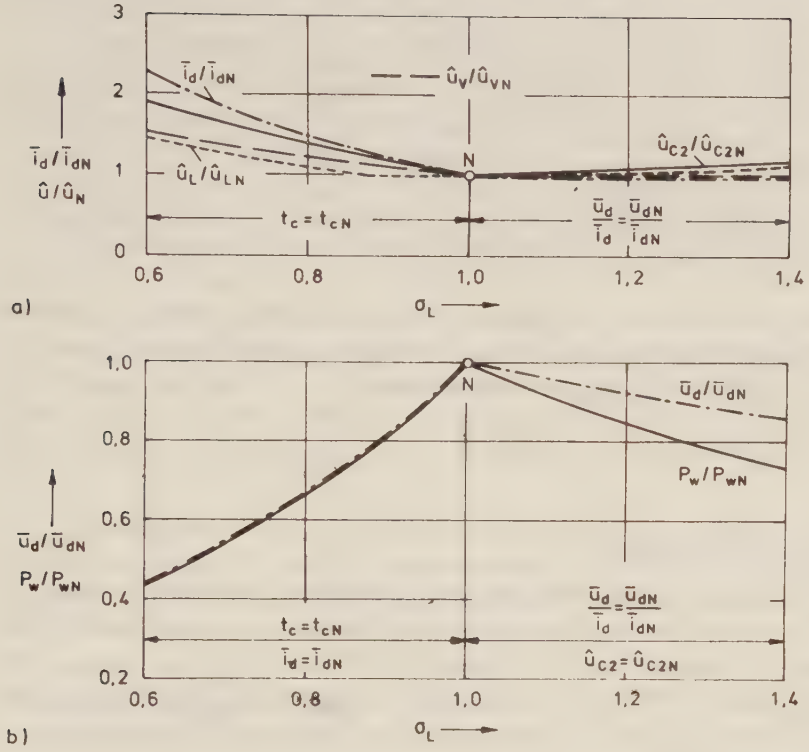


Bild 4.3.2/3 Stationäre Werte von Zwischenkreis- und Lastkreisgrößen in Abhängigkeit von $\sigma_L$ bei $\sigma_R=1$;

a) relativer Gleichstrom $\bar{I}_d/\bar{I}_{dN}$ und relative Scheitelwerte $\hat{u}_.../\hat{u}_{...N}$ der Lastkreisspannungen für $\bar{U}_d=\bar{U}_{dN}$;

b) $\bar{U}_d/\bar{U}_{dN}$ und $P_w/P_{wN}$ unter der Bedingung, daß gegenüber a) $\bar{I}_d=\bar{I}_{dN}$ für $0{,}6\leq\sigma_L<1{,}0$ und $\hat{u}_{C2}=\hat{u}_{C2N}$ für $1{,}0<\sigma_L\leq1{,}4$ sind;

weitere Erläuterungen s. Text.

überschreitet. Mit dem so gefundenen Wert wurde $P_w/P_{wN}$ ermittelt. Die Ergebnisse sind in den Teilen b) der Bilder 4.3.2/2 und 4.3.2/3 dargestellt; außer den Kriterien $t_{c1}=t_{c1N}$ und $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ sind noch die für die Absenkung von $\bar{u}_d$ und $P_w$ gegenüber Nennbetrieb verantwortlichen Größen $\hat{u}_L$, $\hat{u}_{C2}$ und $\bar{i}_d$ bereichsweise angegeben. Bei der Grundschwingungsrechnung wurden nur $I_d$ und $U_{L1}$, d.h. $\bar{I}_d$ und $\hat{u}_{L1}$ überprüft. Werte $\bar{u}_d=\bar{u}_{dN}$ und $P_w=P_{wN}$ werden nur im Nennpunkt N erreicht (vgl. Abschnitt 4.3.1).

Für $\sigma_R \lesssim 0{,}6$ bei $\sigma_L=1$ erfolgte keine Auswertung (Bild 4.3.2/2). Bei den entsprechenden Lastkreisverhältnissen ist in jedem Fall $\bar{u}_d/\bar{i}_d < \bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ zu wählen (s.o.).

## 4.3.3 Anschwingen

Im Abschnitt 4.1 wurde eingangs gefordert, daß neben einwandfreiem stationären Betrieb auch sicheres Anschwingen des Wechselrichters gewährleistet sein muß.

Grundsätzlich bietet die neue Anordnung der Kondensatorbatterie im Lastkreis nach Bild 3.2.3/1 günstigere Anschwingbedingungen als die reine Parallelkompensation des Verbrauchers (Bild 2.2/1). Bei dieser ist das Anschwingen nur durch Freigabe der WR-Impulse nicht möglich, da die Lastspannung zur Kommutierung des Stromes nicht groß genug wird (vgl.Abschn.1). Beim Lastkreis nach Bild 3.2.3/1 nimmt dagegen die Lastspannung zu, solange der Strom $i_L$ nach Freigabe der ersten Impulse einer Brückendiagonalen (Bild 2.1/1) fließt. Er steigt infolge der Glättungsdrossel $L_d$ im ZW vom Wert Null stetig an. Selbst wenn $i_L$ zeitlich konstant ist, nimmt die Spannung entsprechend der Parallelschaltung von $C_2$ und $C_3$ linear zu. Der Lastkreis bildet - nicht wie bei reiner Parallelkompensation - für Gleichstrom keinen Kurzschluß. Ein weiterer wesentlicher Vorteil der Kondensatoranordnung nach Bild 3.2.3/1 besteht also darin, daß keine besondere Starteinrichtung nötig ist.

Eine Regelung nach Abschnitt 4.3.2 beeinflußt den Ablauf des Anschwingvorganges während der ersten Halbperioden nicht. Er wird gesteuert durch die vorgegebene zeitliche Folge der WR-Impulse beim Start, d.h. durch die Anschwingfrequenz. Sie ist grundsätzlich so zu wählen, daß die Schonzeit der WR-Ventile von anfang an keine unzulässigen Werte erreicht (schraffierter Bereich in Bild 4.3/1), welche Verbraucherverhältnisse auch vorliegen mögen. Dazu ergeben sich aus Bild 4.3/1 prinzipiell zwei Möglichkeiten: Eine Anschwingfrequenz, die größer als die Nennfrequenz ist ($\Omega_B \approx 1{,}5$), scheidet aus, da der Nennpunkt N dann nur über unzulässige Werte von $t_{c1}$ erreicht werden kann (schraffierter Bereich in Bild 4.3/1). Die Anschwingfrequenz ist daher kleiner als die Nennfrequenz zu wählen ($\Omega_B < 1$). Daraus folgt, daß Betriebspunkte auf den strichpunktierten Teilen der Ortskurven in den Bildern 4.3/1 und 4.3/2 nicht möglich sind.

Das Anschwingen mit $\Omega_B < 1$ ergibt außerdem günstige Verhältnisse bezüglich der Kommutierungsspannung in den ersten Zündzeitpunkten. Allerdings ist, um einwandfreie Stromübergabe von Ventil zu Ventil sicherzustellen, die Amplitude der Lastspannung in jedem Zündzeitpunkt zu überprüfen. Die Bedingung, daß die Spannung einen Mindestwert erreicht hat, bevor die Kommutierung eingeleitet wird, muß in die Steuerlogik des WR eingehen. Damit ist die dritte der in Abschnitt 4.1 genannten Betriebsbedingungen erfüllt.

Bild 4.3/2 zeigt, daß Anschwingfrequenzen kleiner als die Nennfrequenz auch bei Lastkreisverhältnissen mit $\sigma_L \neq 1$ möglich sind.

### 4.3.4 Zusammenfassende Darstellung der Steuerungs- und Regelungsstruktur

Die globale Beschreibung der Steuer- und Regelstruktur geschieht anhand des Bildes 4.3.4/1. Größen in eckigen Klammern stehen für Signale, die den Größen entsprechen und angepaßt in Summierstellen und Blöcke eingehen.

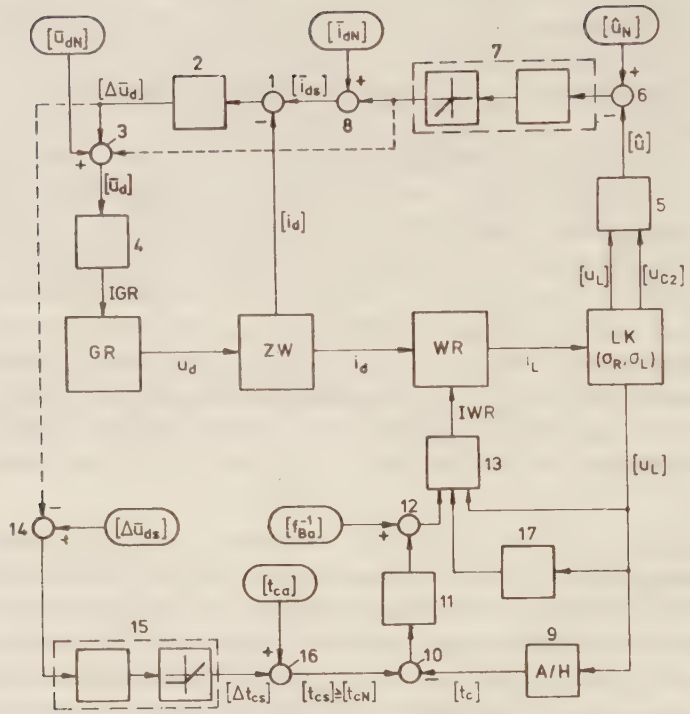


Bild 4.3.4/1 Blockschaltbild der Steuerungs- und Regelungsstruktur; zu GR, ZW, WR, LK, IGR und IWR siehe Abschnitt 0.1; weiterhin symbolisieren:

2 Gleichstromregler

4 GR-Steuergerät

5 Anpassung und Auswahl von $\hat{u}_L, \hat{u}_{C2}, \hat{u}_V$

7 Spannungsregler mit Begrenzung

9 Schonzeitistwertbildung mit Abtast- u. Halteglied (A/H)

11 Schonzeitregler

13 WR-Steuergerät

15 Impedanzregler mit Begrenzung

17 Gleichgliedregler;

weitere Erläuterungen s. Text.

Das Prinzip der Steuerung und Regelung kann entsprechend den Ergebnissen des Abschnitts 4.2 (vgl. Bilder 4.2/1 und 4.2/2) im gesamten Bereich der Dimensionierung ($1{,}5 \leq \ddot{u}_{VN} \leq 2{,}0$) angewendet werden. Es wurde entwickelt anhand des Beispiels in Abschnitt 3.2.4, wobei das Betriebsverhalten bestimmt ist durch gegebene, nicht beeinflußbare Verbraucherdaten $\sigma_R$ und $\sigma_L$ (siehe Abschnitt 4.1). Sie sind die Störgrößen des Lastkreises, dessen Analyse zu einer Steuer- und Regelstruktur führt, die die Betriebsbedingungen des Abschnitts 4.1 erfüllt und deren Kriterien sich an den praktischen Forderungen nach größtmöglicher Verbraucherwirkleistung bzw. größtmöglicher Zwischenkreisspannung orientieren.

Um die Bauelemente des Leistungsteils (Blöcke GR, ZW, WR, LK) strom- und spannungsmäßig nicht unzulässig zu belasten, sind zwei Regler erforderlich, die im Bild 4.3.4/1 durch die Blöcke 2 und 7 dargestellt sind. Der Gleichstromregler (Block 2) ist ständig im Eingriff und wirkt über Summierstelle 3 und die Blöcke 4 und GR auf die Stellgröße $u_d$. Stationäre Werte der Regelgröße $\bar{i}_d$ größer als der Nennwert $\bar{i}_{dN}$ werden verhindert, wenn für den Sollwert $\left[\bar{i}_{ds}\right] \leq \left[\bar{i}_{dN}\right]$ gilt (s. Summierstelle 1). Das bedeutet, daß der in Summierstelle 8 vorgegebene Wert $\left[\bar{i}_{dN}\right]$ betragsmäßig nur vermindert werden darf, d.h. der Spannungsregler (Blöcke 7) darf auf die Stellgröße $u_d$ nur verkleinernd wirken, um größere Scheitelwerte der Lastkreisspannungen als die bei Nennbetrieb zu verhindern. Für den Istwert $[\hat{u}]$ genügt es, die Zeitverläufe zweier Spannungen in LK zu erfassen; der Zeitverlauf der dritten Spannung wird aus der Summe bzw. der Differenz der beiden anderen gebildet. Dies symbolisiert in Bild 4.3.4/1 Block 5 ebenso wie die Anpassung und Auswahl der drei Scheitelwerte in der Art, daß nur ein Regler für die drei Spannungen des Lastkreises benötigt wird. Der zusätzliche direkte Einfluß des Reglers auf das Stellglied der Gleichspannung (gestrichelte Linie) ist grundsätzlich nicht nötig. Er folgt aus den Besonderheiten des im folgenden erläuterten Teils der Regelung (gestrichelter Eingang in Summierstelle 14).

Mit der beschriebenen Strom- und Spannungsregelung ist zulässiger Betrieb dadurch charakterisiert, daß die Schonzeit $t_c$

der WR-Ventile den Nennwert nicht unterschreiten darf. Diese Bedingung erfordert einen Schonzeitregler, der im Bild 4.3.4/1 durch Block 11 symbolisiert wird. Er muß ständig im Eingriff sein und wirkt über das WR-Steuergerät (Block 13) auf die Frequenz als Stellgröße. Mit $\left[1/f_{Ba}\right]$ in Summierstelle 12 wird die Anschwingfrequenz nach Abschnitt 4.3.3 vorgegeben. Die Regelgröße $\left[t_c\right]$ des Schonzeitregelkreises ergibt sich aus dem Zeitverlauf der Lastspannung $u_L$ und wird je Periode der Lastkreisfrequenz zweimal gemessen (Block 9). Konstante Führungsgröße $\left[t_{cs}\right]=\left[t_{cN}\right]$ ist jedoch nicht möglich, da nur für bestimmte Lastkreisverhältnisse stationärer Betrieb mit Nennschonzeit bei $f_B \approx f_{BN}$ möglich ist. Nach Abschnitt 4.3.2 gilt für die übrigen Lastkreisverhältnisse konstantes Verhältnis von Strom $\bar{i}_d$ und Spannung $\bar{u}_d$ im Zwischenkreis als Regelungskriterium, und zwar ist von Sonderfällen abgesehen $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$. Wenn stationärer Betrieb nach diesem Kriterium erreicht wird, ist unabhängig von den Lastkreisdaten am Stromreglerausgang $\left[\Delta\bar{u}_d\right] = 0$ unter der Voraussetzung, daß über Summierstelle 3 erstens eine Vorsteuergröße $\left[\bar{u}_{dN}\right]$ vorgegeben wird und zweitens der Spannungsregler (Blöcke 7) zusätzlich direkt auf das GR-Steuergerät wirkt (gestrichelte Linie). Dabei muß - Proportionalität zwischen $\left[\bar{u}_d\right]$ und $i_d$ vorausgesetzt - die resultierende Steuergröße $[\bar{u}_d]$ prozentual um den gleichen Betrag wie $\left[\bar{i}_{ds}\right]$ vermindert werden (Summierstellen 3 und 8).
Das Signal $\left[\Delta\bar{u}_d\right]$ am Ausgang des Stromreglers bietet damit in einfacher Weise ohne zusätzliche Istwerterfassung des Verhältnisses $\bar{u}_d/\bar{i}_d$ die Möglichkeit, den Sollwert $\left[t_{cs}\right]$ des Schonzeitreglers so zu verstellen, daß sich stationärer Betrieb bei $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ einstellt. Der Regler, der auf $\left[t_{cs}\right]$ wirkt, wird in Bild 4.3.4/1 durch die Blöcke 15 symbolisiert und im folgenden als Impedanzregler bezeichnet. Für $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ ist sein Sollwert $\left[\Delta\bar{u}_{ds}\right] = 0$ (Summierstelle 14). Je nach gewünschtem Verhältnis $\bar{u}_d/\bar{i}_d$ ist $0 \leq \left[\Delta\bar{u}_{ds}\right] \leq \left[\bar{u}_{dN}\right]$ zu wählen. Um stationären Betrieb für Lastkreisverhälsnisse $\sigma_R>1$, $\sigma_L=1$ bzw. $\sigma_L<1$, $\sigma_R=1$ bei $t_c=t_{cN}$ zu erreichen, muß die Ausgangsgröße $[\Delta t_{cs}]$ des Impedanzreglers so begrenzt werden, daß für das am Ausgang von Summierstelle 16 auftretende Signal

$\left[t_{cs}\right] \geq \left[t_{cN}\right]$ gilt. Ohne diese Begrenzung würden unzulässige Werte der Schonzeit erreicht werden (s.Bilder 4.3/1 und 4.3/2). Mit $\left[t_{ca}\right]$ wird dem Schonzeitregler (Block 11) für den Start ein Anfangssollwert vorgegeben. Aus Sicherheitsgründen ($t_c > t_{cN}$ beim Anschwingen) ist $\left[t_{ca}\right] > \left[t_{cN}\right]$ zu wählen. $\left[\Delta t_{cs}\right]$ ist dann auf $-\left[t_{ca}\right] + \left[t_{cN}\right]$ zu begrenzen. Während des Anschwingens ist die Kommutierungsspannung vor Freigabe der WR-Impulse (IWR im Bild 4.3.4/1) zu überprüfen (s. Abschnitt 4.3.3). Dazu muß die Lastspannung $u_L$ in LK für das WR-Steuergerät (Block 13) erfaßt werden. Der Block 13 gibt nur dann Kommutierungsbefehle an den WR weiter, wenn ein Mindestwert der Kommutierungsspannung erreicht ist.

Das Konzept der Steuerung und Regelung wurde durch Simulation mit dem Analogrechner realisiert. Dies ist Gegenstand des folgenden Abschnittes 5. Der zur Untersuchung dynamischer Vorgänge wesentliche Vorteil analoger Simulation liegt darin, daß eine unmittelbare Parametervariation mit sofort sichtbarer Auswirkung auf die Lösung möglich ist. So können Optimierungen experimentell schnell durchgeführt werden. Aufgrund des physikalischen Modellcharakters werden Probleme evident, die an technischen Systemen auftreten können: in diesem Fall ergab die Simulation die Notwendigkeit eines sog. Gleichgliedreglers (Block 17 im Bild 4.3.4/1). Da der Verbraucher nicht wie bei reiner Parallelkompensation direkt am WR-Ausgang liegt (s. Bilder 2.1/1 und 3.2.3/1), kann sich stationär in der Lastspannung ein Gleichglied ausbilden. Dies ergibt eine zeitliche Folge von ungleichen Halbperioden, deren Dauer bezüglich des Sollwertes alternierend zu groß und zu klein ist. Das gleiche gilt für den Istwert der Schonzeit. Diese Unsymmetrie schaukelt sich auf, da die WR-Impulse durch den Schonzeitregler so verschoben werden, daß die Schonzeit erniedrigt wird, wenn sie schon zu gering ist und umgekehrt. Der Gleichgliedregler, dessen Sollwert selbstverständlich Null ist, gewährleistet diesbezüglich einwandfreien stationären Betrieb.

Abschließend soll noch erwähnt werden, daß z.B. für Warmhaltebetrieb des Verbrauchers maximal mögliche Wirkleistung nicht erwünscht ist. Die erforderliche Leistungsabsenkung kann

gesteuert werden durch gleichzeitige und proportionale Verminderung der Größen $\left[\bar{u}_{dN}\right]$ und $\left[\bar{i}_{dN}\right]$ (s. Bild 4.3.4/1). Der stationäre Betrieb bezüglich Schonzeit bzw. Frequenz wird dadurch nicht verändert.

## 5. Simulation mittels Analogrechner

Gegenstand dieses Abschnitts ist die Verwirklichung der in Bild 4.3.4/1 blockweise dargestellten Struktur durch analoge Simulation. Neben Analogrechenelementen standen auch steckbare digitale Bausteine für parallel arbeitende Steuerschaltungen zur Verfügung (hybrider Analogrechner). Die Ausführungen beziehen sich auf Bild 4.3.4/1, auch wenn nicht immer ausdrücklich darauf verwiesen wird; die Bezeichnungen des Bildes werden übernommen.

### 5.1 Grundlegende Strategie

Die vier Regelkreise, von denen Gleichspannung und Frequenz als Stellgrößen unmittelbar beeinflußt werden, können nicht unabhängig voneinander betrachtet werden: sie sind gekoppelt über die Regelgrößen in Umrichter und Lastkreis; eine weitere Verknüpfung ergibt sich dadurch, daß der Sollwert des Schonzeitregelkreises durch einen weiteren Regler mit der Ausgangsgröße des Stromreglers als Istwert geführt wird. Die Strecke dieses zusätzlichen Regelkreises besteht aus der Gesamtheit der vier zuvor genannten Regelkreise. Nichtlinearitäten liegen vor infolge Begrenzung der Ausgänge von Impedanz- und Spannungsregler. Weiterhin ist eine begrenzte Steuerung der Frequenz durch die Spannungsüberwachung im Kommutierungszeitpunkt zu berücksichtigen.

Sofern eine rein theoretische Regelkreissynthese nach den bekannten Verfahren überhaupt möglich ist, wäre die dazu erforderliche Analyse dieser komplexen Zusammenhänge nur auf einer Stufe der Vereinfachungen möglich, die eine abschließende Überprüfung der Ergebnisse durch Simulation unumgänglich machte; ein Weg, der schon bei einfacherer Aufgabenstellung erforderlich ist [9]. Als Beispiel sei nur die in Abschnitt 4.3.4 angegebene Gleichgliedregelung erwähnt, deren Notwendigkeit sich zunächst aufgrund theoretischer Untersuchungen nicht ergeben kann. Es wurde deshalb versucht, die

Steuerungs- und Regelungsstruktur von anfang an mittels analoger Simulation, deren wesentlicher Vorteil in Abschnitt 4.3.4 angegeben ist, zu verwirklichen.

In Abschnitt 2.2 wurde die Unsicherheit bezüglich wirklichkeitsnaher Annahmen bei dynamischen Störgrößenänderungen im Lastkreis angeführt. Die Untersuchungen gehen deshalb aus von sprungförmiger Änderung der Führungsgrößen bei konstanten Störgrößen ($\sigma_R$, $\sigma_L$ nach Abschnitt 4.1). Sie behandeln mit anderen Worten im wesentlichen das Anschwingen bis zum stationären Betrieb. Das Ziel ist

a) eine Struktur der Regler (s.u.) und
b) eine Einstellung ihrer Kenngrößen (s.u.)

zu finden, die unabhängig von den gegebenen Lastkreisverhältnissen ($\sigma_R$, $\sigma_L$) sicheres Anschwingen und stabilen stationären Betrieb ermöglichen. Mit den Reglern, die diese Bedingung erfüllen, wird schließlich die Wirkung von Störgrößenänderungen im Rahmen des vorliegenden Verbraucherersatzschaltbildes untersucht.

a) Die Reglerstrukturen wurden nach den allgemeinen Gesichtspunkten ausgewählt, daß für stationäre Genauigkeit ein integrierender Anteil benötigt und die Regelgeschwindigkeit durch einen proportional wirkenden Anteil beeinflußt wird: es wurden PI-Regler eingesetzt, die in der Stromrichtertechnik gegenwärtig am häufigsten Anwendung finden. Der Parameter "Regelgeschwindigkeit" ist dabei weniger notwendig, um Forderungen bezüglich der Dauer des Anschwingvorganges zu erfüllen, als vielmehr, um sozusagen eine "Rangfolge", d.h. eine gewisse Entkopplung einzelner Regelkreise zu ermöglichen. Dies zeigt der folgende Punkt b).

b) Nach eingehenden Voruntersuchungen, die nicht ohne Einfluß auf die Struktur von Regelung und Steuerung waren (vgl. Gleichgliedregelung), wurden die endgültigen Reglerkenngrößen, d.h. die Potentiometerwerte der Rechenschaltung anhand der folgenden Strategie erarbeitet (s. a. Bild 4.3.4/1).

   Strengste Forderung ist, daß die Regelgröße $t_c$ - Schonzeit der WR-Ventile - den Mindestwert $t_{cN}$ nie unterschreitet.

Im stationären Betrieb wird dies durch Begrenzung des Impedanzreglerausgangs gewährleistet. Um die Forderung auch beim Startvorgang zu erfüllen, wird ein Anschwingwert $f_{Ba} < f_{BN}$ der Stellgröße Frequenz vorgegeben (s. Abschnitt 4.3.3). Für die Stellgröße Gleichspannung ist ebenfalls ein Anfangswert zu wählen - wie die Untersuchungen gezeigt haben $\overline{u}_d < \overline{u}_{dN}$ - um beim Anschwingen während der ersten Perioden folgendes zu erreichen:

- die Scheitelwerte der Lastkreisspannungen sollen nicht größer als die Nennwerte werden, damit die Einstellung des Spannungsreglers nicht mit Rücksicht auf den unmittelbaren Startvorgang festgelegt werden muß;
- die Bedingung ausreichender Kommutierungsspannung soll möglichst erfüllt werden, ohne daß die Anschwingfrequenz $f_{Ba}$ in stärkerem Maße durch den Steuerungseffekt der Spannungsüberwachung im Kommutierungszeitpunkt beeinflußt wird.

Nachdem auf diese Weise sichere Anschwingverhältnisse erreicht werden können, sind Strom- und Spannungsregler so einzustellen, daß ihre Regelabweichungen möglichst schnell ausgeregelt werden. Dabei soll der Schonzeitsollwert $\left[t_{cs}\right]$, dessen Anfangswert größer als $\left[t_{cN}\right]$ ist, nur relativ langsam verstellt werden. Dies ermöglicht eine entsprechende Einstellung des Impedanzreglers, so daß in erster Näherung die Regelabweichung $\left[t_{cs}\right]-\left[t_c\right]$ (s. Summierstelle 10 in Bild 4.3.4/1) nur durch die Änderung des Schonzeitistwertes $\left[t_c\right]$ bestimmt ist. Diese Regelabweichung muß von dem Schonzeitregler so ausgeregelt werden, daß immer $\left[t_c\right] \geq \left[t_{cs}\right]$ gilt. Damit ist die Forderung $\left[t_c\right] \geq \left[t_{cN}\right]$ (s.o.) immer erfüllt, da die Begrenzung des Impedanzreglerausgangs $\left[t_{cs}\right] \geq \left[t_{cN}\right]$ gewährleistet. Mit der vergleichsweise langsamen Führung des Schonzeitsollwertes auf den stationären Wert wird eine ebenso langsame Änderung der übrigen Regelgrößen angestrebt. Die dadurch bedingten Regelabweichungen werden in den schnellen Regelkreisen unverzüglich und praktisch ohne merkbaren Fehler ausgeregelt. Der Gleichgliedregelkreis ist unkritisch; er wird zu Beginn des Anschwingvorganges nicht

benötigt und verhindert lediglich Unsymmetrien, die auf Driftvorgänge zurückzuführen sind.

Die Rechenschaltungen der Regler sind im Abschnitt 5.2.4 angegeben.

## 5.2 Die Analogrechenschaltungen

### 5.2.1 Umrichter und Lastkreis

Die zur Simulation der Blöcke GR-ZW-WR-LK des Bildes 4.3.4/1, also Umrichter und Lastkreis, benötigten Gleichungen sind:

für den Lastkreis LK (vgl. Bild 3.2.3/1)

$$i_L - C_3 \cdot \frac{du_L}{dt} - C_2 \cdot \frac{du_{C2}}{dt} = 0 \qquad (5.2.1/1),$$

$$C_2 \cdot \frac{du_{C2}}{dt} - \frac{1}{R} \cdot u_V - \frac{1}{L} \cdot \int u_V \, dt - C_1 \cdot \frac{du_V}{dt} = 0 \qquad (5.2.1/2),$$

$$u_L - u_{C2} - u_V = 0 \qquad (5.2.1/3);$$

für den Zwischenkreis ZW (vgl. Bild 2.1/1)

$$u_d - L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - u_{dWR} = 0 \qquad (5.2.1/4).$$

Beide Kreise sind verknüpft durch den Wechselrichter WR (siehe Bild 2.1/1), der bei Vernachlässigung der Kommutierungszeit (Abschnitte 2.1 und 3.3) als Umschalter dargestellt werden kann. Er bewirkt alternierend im Takt der Umschaltung gleichzeitig

$$\left.\begin{aligned} u_{dWR} &= \pm u_L \\ \text{und} \qquad i_L &= \pm i_d \end{aligned}\right\} \qquad (5.2.1/5).$$

Die speisende Spannungsquelle $u_d$ (Bild 2.1/1; GR in Bild 4.3.4/1) wird als zeitlich konstante Spannung $\overline{u}_d$ simuliert. Die Welligkeit der Ausgangsspannung eines realen Gleichrich-

ters kann näherungsweise so nachgebildet werden, daß $\bar{u}_d$ eine sinusförmige Spannung überlagert wird:

$$u_d = \bar{u}_d + \hat{u}_\nu \cdot \sin(\nu \cdot \omega_n \cdot t) \qquad (\nu \text{ ganzzahlig}),$$

wobei $\omega_n$ die Kreisfrequenz des speisenden Drehstromnetzes ist.

Mit den im Anhang A3 angegebenen Regeln erhält man folgende Gleichungen für das Analogrechenprogramm:

für LK, ZW und WR aus (5.2.1/1) bis (5.2.1/5)

$$\left.\begin{aligned}
-\frac{du^*_{C2}}{dt^*} - \alpha_1 \cdot \frac{du^*_V}{dt^*} + \alpha_2 \cdot i^*_L &= 0 \\
\frac{du^*_V}{dt^*} + \alpha_4 \cdot u^*_V + \alpha_3 \cdot \int u^*_V \, dt^* - \alpha_5 \cdot \frac{du^*_{C2}}{dt^*} &= 0 \\
u^*_L - \alpha_6 \cdot u^*_{C2} - \alpha_7 \cdot u^*_V &= 0 \\
-\frac{di^*_d}{dt^*} + \alpha_8 (\alpha_9 \cdot \bar{u}^*_d - \alpha_{10} \cdot u^*_{dWR}) &= 0 \\
u^*_{dWR} = \pm u^*_L \qquad i^*_L = \pm i^*_d &,
\end{aligned}\right\} \quad (5.2.1/6).$$

Der Nennwert der speisenden Gleichspannung ist

$$\bar{u}^*_{dN} = \alpha_{11} \cdot u^*_{ref} \qquad (5.2.1/7).$$

Die Koeffizienten in den Gleichungen (5.2.1/6) und (5.2.1/7), d.h. die Potentiometerwerte der Rechenschaltung sind mit $R = \sigma_R \cdot R_N$ und $L = \sigma_L \cdot L_N$ nach (4.1/3)

$$\left.\begin{aligned}
\alpha_1 &= \frac{C_3}{C_2+C_3} \cdot \frac{m_{uC2}}{m_{uV}} & \alpha_2 &= \frac{1}{C_2+C_3} \cdot \frac{m_{uC2}}{m_{iL} \cdot m_t} \\
\alpha_3 &= \frac{1}{C_1 \cdot \sigma_L \cdot L_N} \cdot \frac{1}{m_t^2} & \alpha_4 &= \frac{1}{C_1 \cdot \sigma_R \cdot R_N} \cdot \frac{1}{m_t} \\
\alpha_5 &= \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{m_{uV}}{m_{uC2}} & \alpha_6 &= \frac{m_{uL}}{m_{uC2}} \\
\alpha_7 &= \frac{m_{uL}}{m_{uV}} & \alpha_8 &= \frac{1}{L_d} \cdot \frac{1}{m_t} \\
\alpha_9 &= \frac{m_{id}}{m_{ud}} & \alpha_{10} &= \frac{m_{id}}{m_{udWR}} \qquad \alpha_{11} = m_{ud}
\end{aligned}\right\} \quad (5.2.1/8).$$

Ihre numerische Berechnung ist im Anhang A3.2a) angegeben.

Der den Gleichungen (5.2.1/6) bis (5.2.1/8) entsprechende Koppelplan ist im Bild 5.2.1/1 dargestellt. Er wird im folgenden kurz erläutert:

Die Gleichspannung $\bar{u}_d^*$ am Ausgang von GR wird auf ZW gegeben, dessen Ausgang den Zwischenkreisstrom $i_d^*$ ergibt. Die DA-Schalter SI und SU simulieren den WR, wobei mit SI der Laststrom $i_L^*$ für LK gebildet wird und die Rückwirkung der Lastspannung $u_L^*$ auf ZW über SU erfolgt ($-u_{dWR}^*$).
Über die Punkte a3 bzw. b4 des Bildes wirken Strom- bzw. Spannungsregelung auf die Stellgröße Gleichspannung und der Begrenzer BG schließt $\bar{u}_d^* > \bar{u}_{dN}^*$ aus. Damit werden im Block GR des Bildes 5.2.1/1 auch die Funktionen von Block 4 und Summierstelle 3 des Bildes 4.3.4/1 simuliert.
Über den Punkt m (s. Bild 5.2.1/1) kann die Welligkeit der Gleichspannung in der oben beschriebenen Weise nachgebildet werden.

Die digitalen Steuersignale IWR der Schalter SI und SU entsprechen den Zündimpulsen der WR-Ventile (Ausgang Block 13 im Bild 4.3.4/1); sie werden mit Hilfe der im folgenden Abschnitt angegebenen Rechenschaltung gebildet.

## 5.2.2 Steuerung des Wechselrichters

Die Steuersignale der beiden Schalter SU und SI (vgl. Bild 5.2.1/1) werden mit Hilfe der Analogrechenschaltung des Bildes 5.2.2/1 erzeugt; sie hat die Funktionen von Summierstelle 12 und Block 13 im Bild 4.3.4/1.

Die zeitliche Verknüpfung der wesentlichen analogen und digitalen Signale zeigt Bild 5.2.2/2 beispielhaft für den Anschwingvorgang, wobei Schonzeit- und Gleichgliedregelung (Punkte d und c3 im Bild 5.2.2/1) nicht berücksichtigt werden. Zu Beginn wird deutlich, wie die durch die vorgegebene Anschwingfrequenz in $t_1^*$ eingeleitete Umschaltung von IWR erst im Zeitpunkt $t_2^*$ erfolgt, da erst dann der Betrag der Kommu-

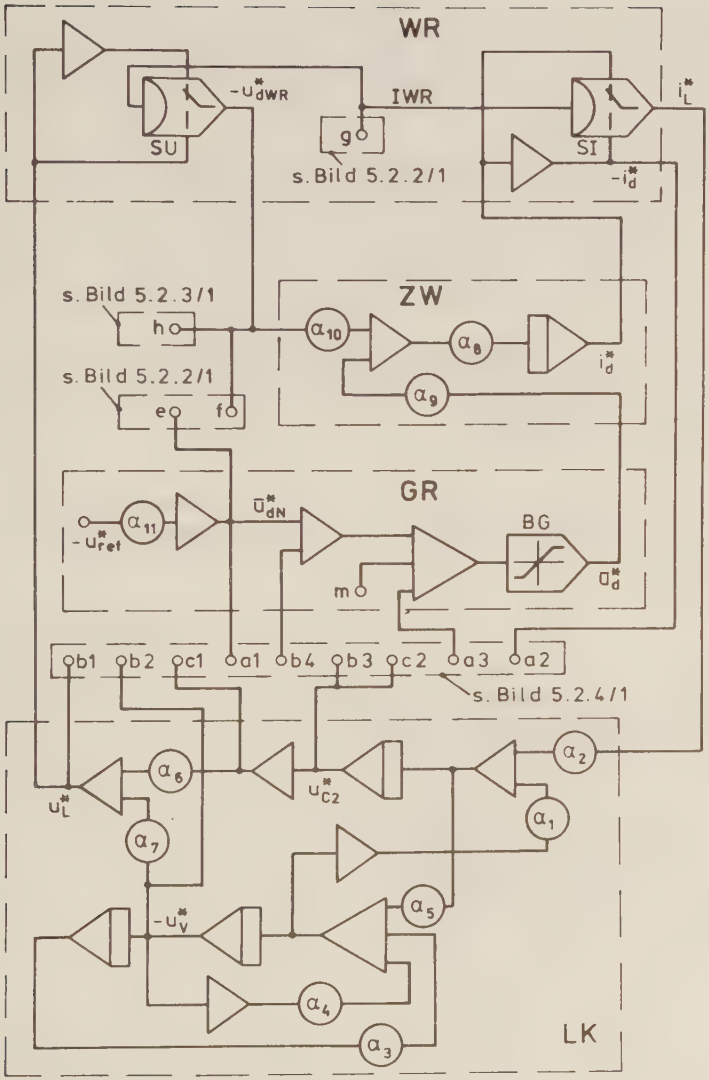


Bild 5.2.1/1 Analogrechenschaltungen von Umrichter (GR, ZW, WR) und Lastkreis (LK).

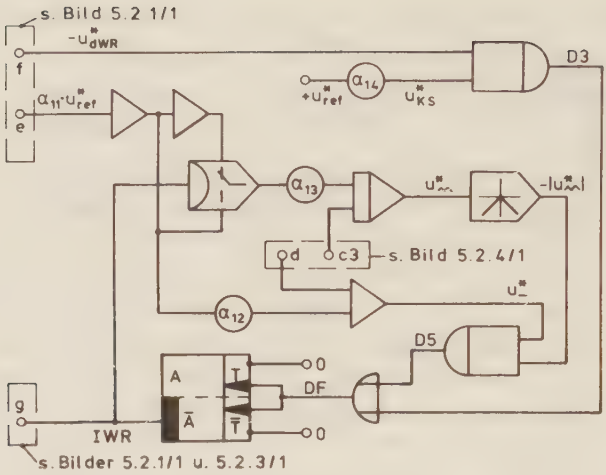


Bild 5.2.2/1 Analogrechenschaltung für die Steuersignale IWR der Schalter SU und SI im Bild 5.2.1/1.

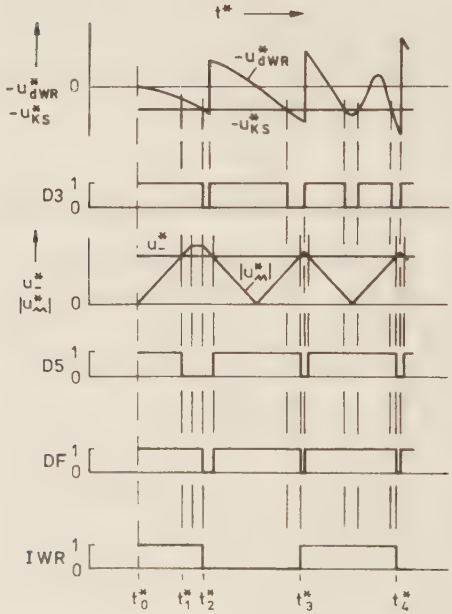


Bild 5.2.2/2

Die wesentlichen analogen und digitalen Signale der Schaltung im Bild 5.2.2/1 in Abhängigkeit von der Zeit.

tierungsspannung $|u^*_{dWR}(t^*_2)|$ gleich dem Betrag des erforderlichen Mindestwertes $|u^*_{KS}|$ ist. Die Begrenzung der Ausgangsspannung $u^*_{\omega}$ des Integrierers gewährleistet, daß die Verzögerung praktisch nur diesen ersten Umschaltzeitpunkt beeinflußt. Mit $\alpha_{14}$ wird $u^*_{KS}$ eingestellt; die Spannungsüberwachung erfolgt während des gesamten Betriebs. Bild 5.2.2/2 zeigt im Bereich $t^*_3 < t^* < t^*_4$, daß mehrere Zeitpunkte mit $|u^*_{dWR}| = |u^*_{KS}|$ während einer Halbperiode die Frequenz nicht beeinflussen können. Die Anschwingfrequenz ist bestimmt durch $\alpha_{12}$ und $\alpha_{13}$, die zusammen mit $\alpha_{14}$ im Anhang A3.2b) ermittelt sind.

Die Frequenz wird beeinflußt durch die Schonzeitregelung über Punkt d, d.h. durch Änderung des Betrages von $u^*_-$, und durch die Gleichgliedregelung über Punkt c3, d.h. über die Steigung von $u^*_{\omega}$.

## 5.2.3 Messung der Schonzeit

Zur Istwertbildung für den Schonzeitregler wird die Schonzeit pro Periode der Lastkreisfrequenz zweimal gemessen. Die entsprechende Schaltung zeigt Bild 5.2.3/1; sie hat die Funktion des Blockes 9 in Bild 4.3.4/1. Wesentliche digitale und analoge Signale sind zeitabhängig im Bild 5.2.3/2 dargestellt, wobei derselbe Verlauf von $u^*_{dWR}$ wie im Bild 5.2.2/2 angenommen ist. Als analoges Maß für die Schonzeit ($t^*_{c1}$, $t^*_{c2}$, $t^*_{c3}$ im Bild 5.2.3/2) liegt im Punkt 1 des Bildes 5.2.3/1 die Spannung $\left[t^*_c\right]$ an. Zur Zeit-Spannungs-Umsetzung dient der frei steuerbare Integrierer ITC. SPTC bildet das frei steuerbare Abtast- und Halteglied (vgl. Block 9 im Bild 4.3.4/1). Wie Bild 5.2.3/2 zeigt ($t^*_3 < t^* < t^*_4$), sind positive Bereiche im zeitlichen Verlauf von $-u^*_{dWR}$ nur notwendige Bedingung zur Einleitung eines Meßvorganges. Zusätzlich ist zu fordern, daß ein solcher Bereich im Umschaltzeitpunkt des WR (SI und SU im Bild 5.2.1/1) beginnt. Deshalb ist IWR neben $-u^*_{dWR}$ die zweite Eingangsgröße der Schaltung des Bildes 5.2.3/1. Mit $\alpha_{18} \ll 1$ ist beim Anschwingen D1=0 gewährleistet. D1 wird mit r1 (Signal liefert

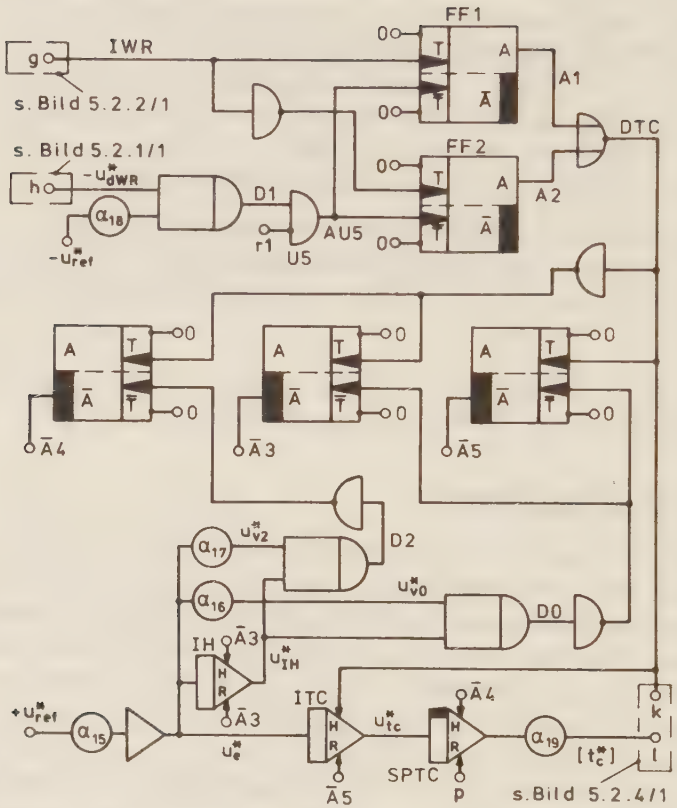


Bild 5.2.3/1 Analogrechenschaltung zur Messung der Schonzeit.

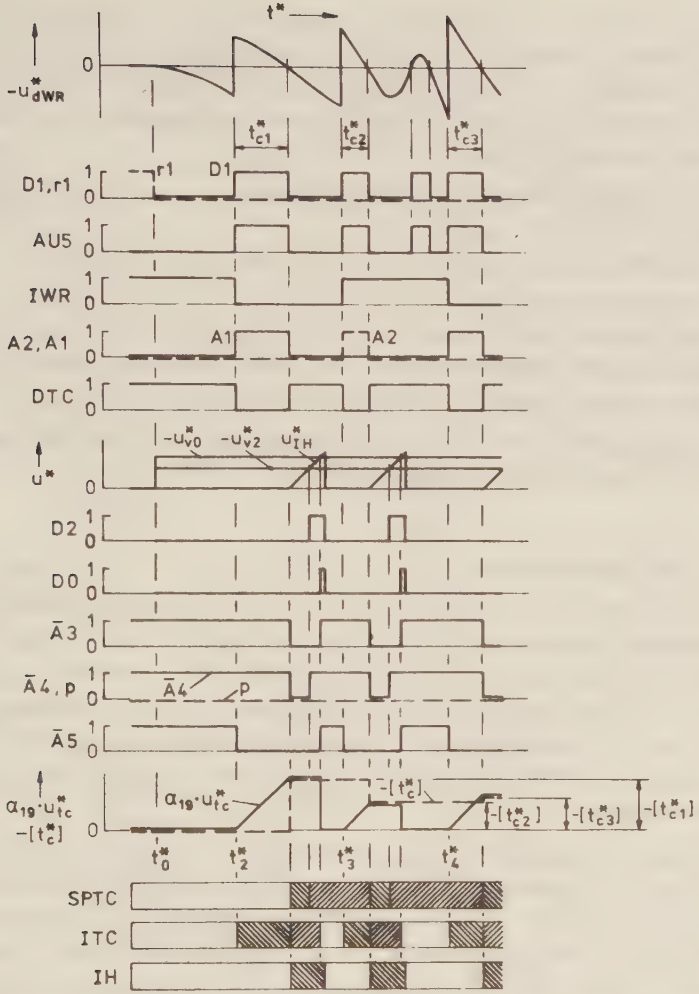


Bild 5.2.3/2 Die wesentlichen analogen und digitalen Signale der Schaltung im Bild 5.2.3/1 in Abhängigkeit von der Zeit; unten sind die Arbeitszyklen des Speichers und der Integrierer der Schaltung angegeben; es bedeuten:

▨ Halten ▨ Rechnen

——— Ausgang ist Null

der Rechner) über U5 verknüpft, um zu Beginn 1/0-Sprünge an den $\overline{T}$-Eingängen von FF1 und FF2 zu verhindern. Die Signale $\overline{A3}$, $\overline{A4}$, $\overline{A5}$ und DTC steuern die Elemente IH, ITC und SPTC, deren Arbeitszyklen in Bild 5.2.3/2 unten angegeben sind (das Signal p für SPTC liefert der Rechner).

Kriterien für die Werte der Potentiometer $\alpha_{15}$, $\alpha_{16}$, $\alpha_{17}$ des Bildes 5.3.2/1 sind, daß

1. bei größtmöglicher Schonzeit Integrierer und Speicher nicht übersteuern und
2. bei größtmöglicher Frequenz die zur Einleitung eines Meßvorganges notwendigen Phasen der Arbeitszyklen dieser Elemente erreicht sind (s. Bild 5.2.3/2 unten).

Einzelheiten dazu sind im Anhang A3.2c) bei der Bestimmung der Potentiometerwerte angegeben.

## 5.2.4 Regelungsstruktur

In Bild 5.2.4/1 ist die Rechenschaltung der gesamten Regelungsstruktur dargestellt (vgl. Bild 4.3.4/1). Die Regler haben entsprechend Abschn. 5.1 alle PI-Verhalten. Außerdem zeigt das Bild die Schaltung zur Istwertbildung für den Spannungsregler. Im folgenden werden die wesentlichen Einzelheiten beschrieben; zur Wirkungsweise insgesamt wird auf Abschnitt 4.3.4 verwiesen.

a) Schonzeitregler (Block 11, Summierstelle 10 im Bild 4.3.4/1) FF7 und DAS2 bewirken, daß beim Anschwingen die Führungsgröße $\left[t^*_{cs}\right]$ erst anliegt, wenn ein Istwert $\left[t^*_c\right]$ vorhanden ist. Ohne diese Maßnahme ist die Anschwingfrequenz (über Punkt d) abhängig von der Einstellung verschiedener Potentiometerwerte von Strom-, Spannungs- und Impedanzregler.

b) Impedanzregler (Block 15, Summierstellen 14 und 16 im Bild 4.3.4/1)
Der untere Grenzwert der Ausgangsgröße $\left[t^*_{cs}\right]=\left[t^*_{cN}\right]$ kann im Punkt 1 (vgl. Bild 5.2.3/1) bei Nenndaten des Lastkreises ($\sigma_R$=1,0, $\sigma_L$=1,0) und fester Frequenz $f_B=f_{BN}$ (s. Abschnitt A3.2b) gemessen werden; er wird mit $\alpha_{25}$ eingestellt. Infolge der Dioden gilt am Reglerausgang immer

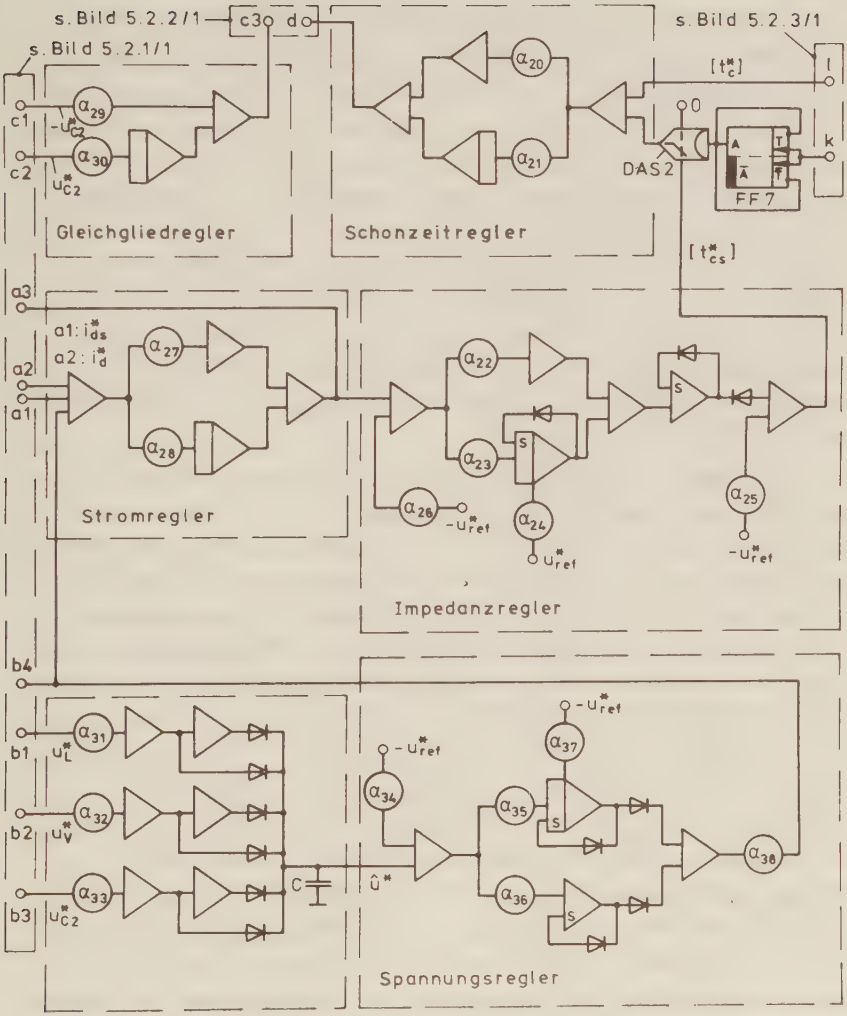


Bild 5.2.4/1 Analogrechenschaltungen der Regler und zur Istwertbildung für den Spannungsregler.

$\left[t^*_{cs}\right] \geq \left[t^*_{cN}\right]$. Beim Anschwingen ist $\left[t^*_{cs}\right] = (\alpha_{24} + \alpha_{25}) \cdot u^*_{ref}$. Diese Größe wird über den Anfangswert des Integrierers mit $\alpha_{24}$ eingestellt. Die Führungsgröße des Reglers wird mit $\alpha_{26}$ eingestellt, d.h. es ist außer in Sonderfällen $\alpha_{26}=0$ (s. Abschnitt 4.3.4).

c) Gleichgliedregler (Block 17 im Bild 4.3.4/1)
Die Führungsgröße dieses Reglers ist Null. Da $u^*_L$ besonders bei Lastkreisverhältnissen $\sigma_R > 1{,}0$ ($\sigma_L = 1{,}0$) bzw. $\sigma_L < 1{,}0$ ($\sigma_R = 1{,}0$) infolge der Absenkung der Zwischenkreisspannung gegenüber Nennbetrieb beträchtlich vermindert ist (vgl. die Bilder 4.3.2/2 und 4.3.2/3), wird zur Gleichgliedregelung im Lastkreis $u^*_{C2}$ erfaßt. Diese Spannung ist immer annähernd dreieckförmig mit einem Scheitelwert, der etwa gleich dem des Nennbetriebs ist.

d) Spannungsregler einschließlich Istwerterfassung (Blöcke 5 und 7, Summierstelle 6 im Bild 4.3.4/1)
Zur Ermittlung des Istwertes $\hat{u}^*$ der Spannungsregelung werden positive und negative Halbschwingungen jeder der drei Lastkreisspannungen $u^*_L$, $u^*_V$, $u^*_{C2}$ ausgenutzt. Der Kondensator C wird zur Glättung benötigt, da Betriebsfälle mit stark unterschiedlichen Scheitelwerten der Lastkreisspannungen auftreten (vgl. Punkt c). Die Potentiometer $\alpha_{31}$, $\alpha_{32}$, $\alpha_{33}$ dienen der Anpassung derart, daß bei Nennbetrieb ($\sigma_R = 1{,}0$, $\sigma_L = 1{,}0$, $\overline{u}_d = \overline{u}_{dN}$, $f_B = f_{BN}$) die Scheitelwerte der Spannungen an den Potentiometerausgängen gleich groß sind.

Die Führungsgröße des Reglers wird mit $\alpha_{34}$ eingestellt: $\alpha_{34} \cdot u^*_{ref} = \hat{u}^*_N$. Nach Abschnitt 4.3.4 muß die Reglerausgangsspannung begrenzt werden (s.a. Bild 4.3.4/1). Dies wird durch die Dioden erreicht.

Die nach Abschnitt 5.1 erforderliche Verminderung der Stellgröße Gleichspannung beim Anschwingen erfolgt über den Anfangswert der Ausgangsgröße mit $\alpha_{37}$ über Punkt b4 (siehe Bild 5.2.1/1).

Die Werte der Potentiometer $\alpha_{20}$ bis $\alpha_{38}$, mit denen die im folgenden Abschnitt dargestellten Ergebnisse erzielt wurden, sind im Anhang A3 in Tabelle A3.2/1 angegeben.

## 5.3 Ergebnisse der analogen Simulation

Die in diesem Abschnitt beschriebenen Ergebnisse der Analogsimulation wurden mit den im Anhang in der Tabelle A3.2/1 zusammengestellten Potentiometerwerten der Rechenschaltung ermittelt, d.h. bezüglich des Last- und Zwischenkreises für das in den Abschnitten 3.2.4 und 3.3 angegebene Beispiel.

Für vier verschiedene Verbraucherdaten zeigen die Bilder 5.3/1 bis 5.3/4 die Zeitverläufe derjenigen Größen beim Anschwingen und im stationären Betrieb, mit denen die beabsichtigte Wirkung von Steuerung und Regelung überprüft werden kann. Es sind von oben nach unten dargestellt: der Zwischenkreisstrom $i_d$ (vgl. Bild 2.1/1) bezogen auf den Gleichstrommittelwert $\overline{I}_{dN}$ im Nennbetrieb (→ Stromregelung), die Lastkreisspannungen $u_L$, $u_{C2}$, $u_V$ (vgl. Bild 3.2.3/1) bezogen auf die jeweiligen Scheitelwerte im Nennbetrieb (→ Spannungsbegrenzungsregelung), der relative Wert der Schonzeit $t_c/t_{cN}$ (→ Schonzeitregelung) und der relative Schonzeitsollwert $t_{cs}/t_{cN}$ (→ Impedanzregelung). Nach jedem Nulldurchgang der Lastspannung $u_L$ liegt ein neuer Schonzeitwert vor. Die Reglereinstellungen und die Startwerte der Stellgrößen Frequenz und Eingangsgleichspannung sind in allen vier Betriebsfällen dieselben.

Wie die Bilder zeigen, ergeben sich bei allen Verbraucherdaten einwandfreie Anschwingverhältnisse, denn die aus der Belastbarkeit der Bauelemente folgenden und durch Steuerung und Regelung zu überwachenden Bedingungen $\overline{I}_d \leq \overline{I}_{dN}$, $\hat{u}_{...} \leq \hat{u}_{...N}$ und $t_c \geq t_{cN}$ werden immer erfüllt. Im zweiten Zündzeitpunkt der WR-Ventile hat die Spannung für die erste Kommutierung bereits etwa 45 % des entsprechenden Nennbetriebswertes erreicht (s. die erste positive Spitze von $u_L$ in den Bildern 5.3/1 bis 5.3/4 und den stationären Betrieb im Bild 5.3/1). Aus dem Zeitverlauf von $i_d$ folgt, daß der zu kommutierende Strom in diesem Zeitpunkt etwa 25 % des Nennwertes beträgt. Die Stromübergabe im Wechselrichter ist damit von Anfang an sichergestellt.

Die Lastkreisverhältnisse $\sigma_R=0$, bei denen das Bild 5.3/4 aufgezeichnet wurde, bedeuten, daß bei kurzgeschlossenem Ver-

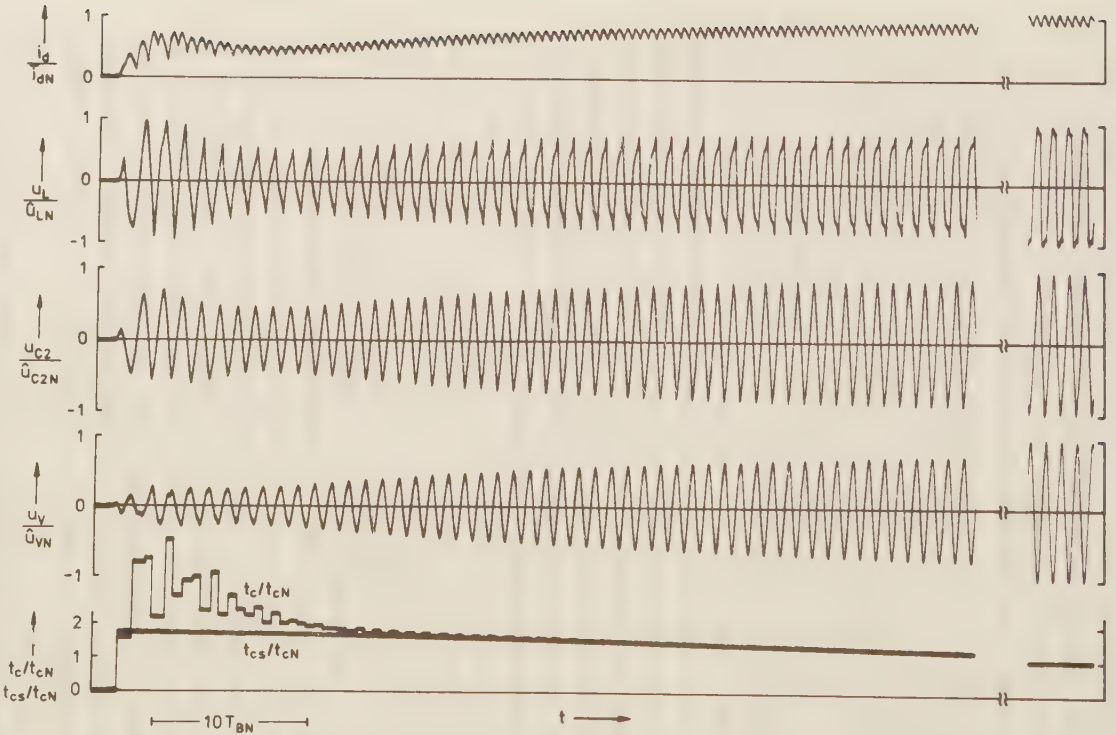


Bild 5.3/1 Anschwingvorgang und stationärer Betrieb bei den Verbraucherdaten $\sigma_R$=1,0 und $\sigma_L$=1,0 (Nennbetrieb); weitere Erläuterungen s. Text.

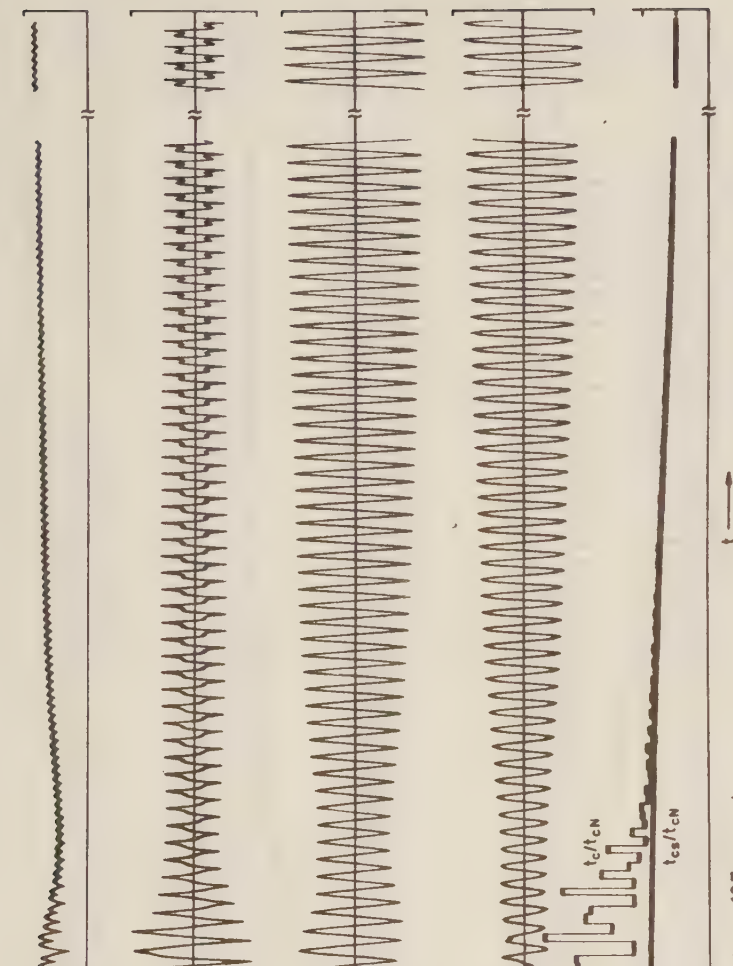


Bild 5.3/2 Anschwingvorgang und stationärer Betrieb bei den Verbraucherdaten $\sigma_R$=3,0 und $\sigma_L$=1,0; weitere Erläuterungen s. Text.

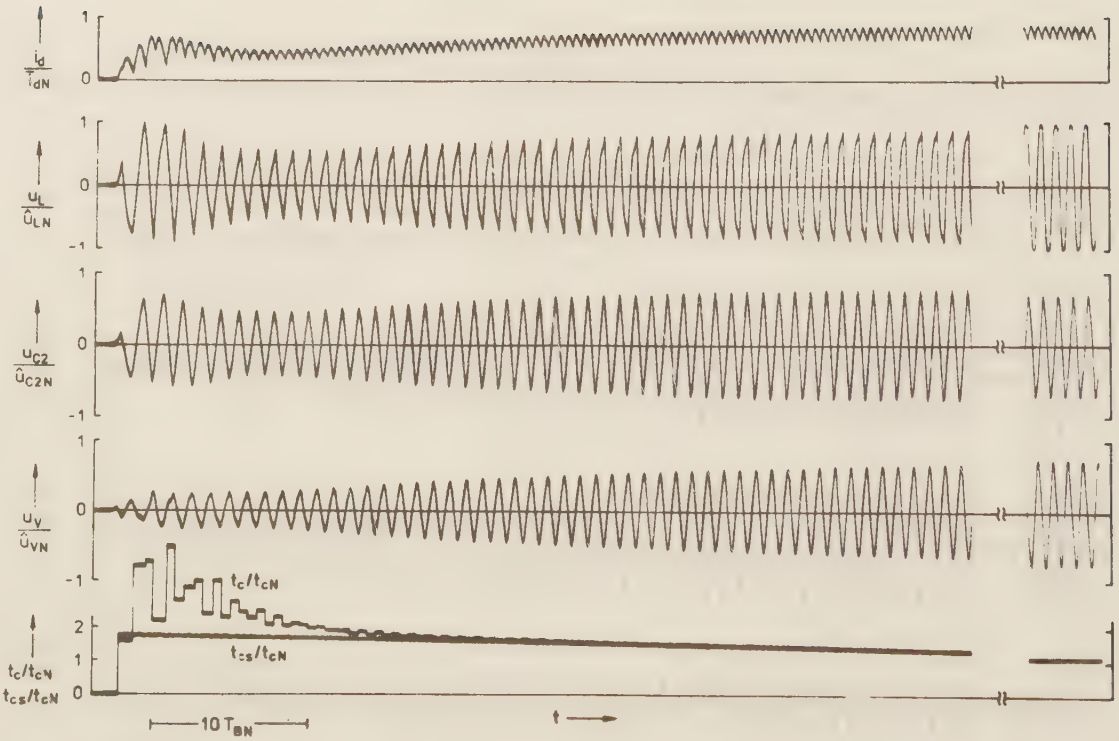


Bild 5.3/3 Anschwingvorgang und stationärer Betrieb bei den Verbraucherdaten $\sigma_R$=0,75 und $\sigma_L$=1,0; weitere Erläuterungen s. Text.

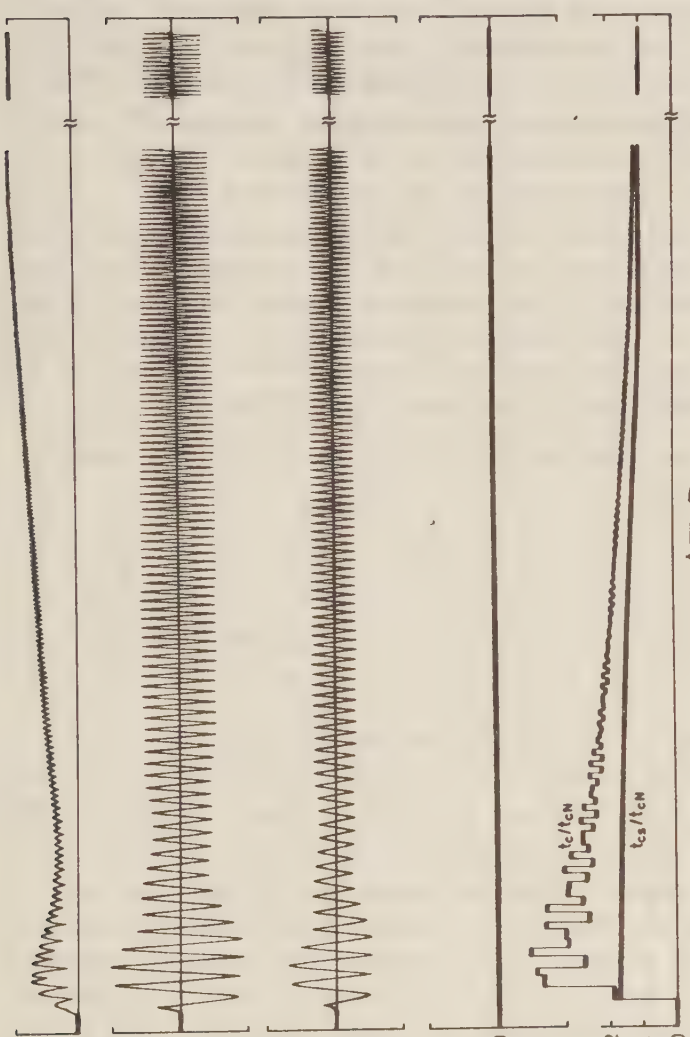


Bild 5.3/4 Anschwingvorgang und stationärer Betrieb bei den Verbraucherdaten $\sigma_R$=0 und $\sigma_L$ beliebig (Kurzschluß des Verbrauchers); weitere Erläuterungen s. Text.

braucher die Last des Umrichters aus der Parallelschaltung der Kondensatoren $C_2$ und $C_3$ besteht (s. Bild 3.2.3/1). Damit kann die Funktionstüchtigkeit des Umrichters auch dann überprüft werden, wenn z.B. im Prüffeld kein Verbraucher zur Verfügung steht. Auch der Belastungsfall $\sigma_R=\infty$, $\sigma_L=\infty$, d.h. ein Lastkreis mit $C_3$ parallel zur Reihenschaltung von $C_1$ und $C_2$ ist möglich.

Die gleichen guten Anschwingverhältnisse ergeben sich bei allen übrigen Verbraucherdaten in den Bereichen $0{,}3\leq\sigma_R\leq 3{,}0$ und $0{,}6\leq\sigma_L\leq 1{,}4$ (zu den Bereichen vgl. Abschnitt 4.1).

Der in den Bildern 5.3/1 bis 5.3/4 jeweils rechts dargestellte stationäre Betrieb wird nach 80 bis 100 Perioden der Nennfrequenz erreicht. In der folgenden Tabelle sind die Größen angegeben, die entsprechend den Bildern ihre zulässigen Grenzwerte erreichen und damit die Stellgrößen Frequenz $f_B$ und Eingangsgleichspannung $\bar{u}_d$ bestimmen (vgl. Abschnitt 4.3.1).

| Bild | Verbraucherdaten | | Kriterium für die Stellgröße | |
|---|---|---|---|---|
| | $\sigma_R$ | $\sigma_L$ | $f_B$ | $\bar{u}_d$ |
| 5.3/1 | 1,0 | 1,0 | $t_c = t_{cN}$ | $\bar{i}_d = \bar{i}_{dN}$ |
| 5.3/2 | 3,0 | 1,0 | $t_c = t_{cN}$ | $\hat{u}_{C2} = \hat{u}_{C2N}$ |
| 5.3/3 | 0,75 | 1,0 | $\bar{u}_d/\bar{i}_d = \bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ | $\hat{u}_L = \hat{u}_{LN}$ |
| 5.3/4 | 0 | beliebig | $t_c = t_{cN}$ | $\bar{i}_d = \bar{i}_{dN}$ |

Bei Nennbetrieb (Bild 5.3/1) gelten mit $\bar{i}_d=\bar{i}_{dN}$ auch $\hat{u}_L=\hat{u}_{LN}$, $\hat{u}_{C2}=\hat{u}_{C2N}$, $\hat{u}_V=\hat{u}_{VN}$ und mit $t_c=t_{cN}$ gilt auch $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$. Das Verhältnis $\bar{u}_d/\bar{i}_d$ kann aus den Bildern nicht ermittelt werden.

Die in der Tabelle angegebenen Kriterien für die Stellgröße Frequenz stimmen überein mit denen, die aus dem Bild 4.3/1 folgen. Für die Stellgröße $\bar{u}_d$ ergeben sich dieselben Kriterien, die im Abschnitt 4.3.2 rechnerisch ermittelt wurden (s. Bild 4.3.2/2). Der Fall $\sigma_R=0$ (Bild 5.3/4) ist in diesem Abschnitt nicht behandelt. Da hierbei der Verbraucher kurzgeschlossen und damit $P_w=0$ ist, folgt mit $\bar{i}_d\neq 0$ (s.Bild 5.3/4), daß bei $\sigma_R=0$ die Stellgröße $\bar{u}_d=0$ ist.

Im Bild 5.3/5 sind die stationären Zeitverläufe der relativen Größen dargestellt, die auch die bisher diskutierten Bilder

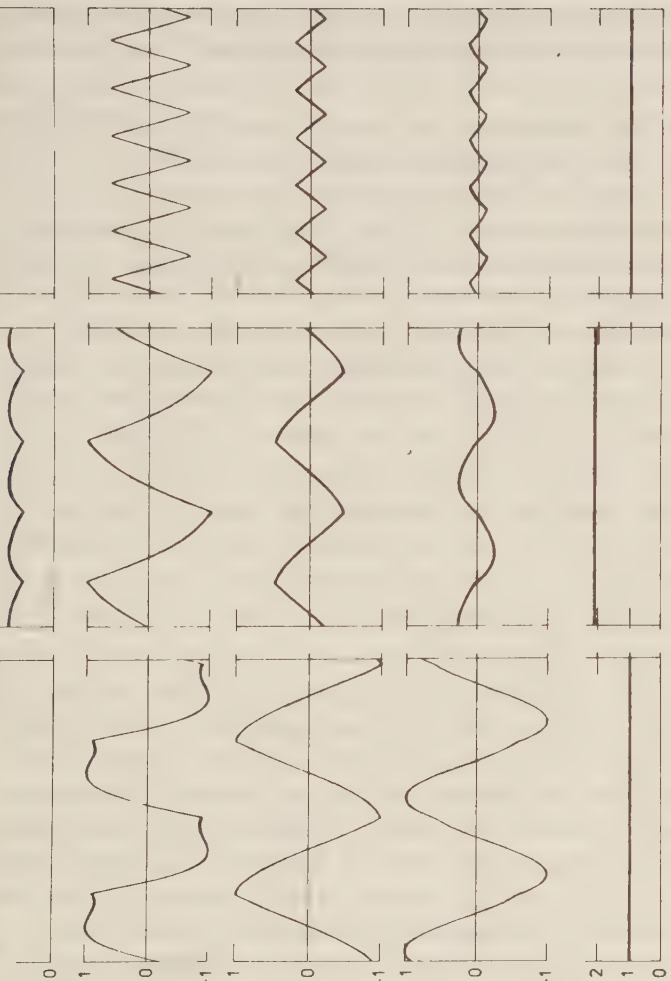


Bild 5.3/5 Stationäre Betriebszustände bei den Verbraucherdaten $\sigma_R$=1,0, $\sigma_L$=1,0 (links) und $\sigma_R$=0,3, $\sigma_L$=1,0 (Mitte und rechts); weitere Erläuterungen s. Text.

zeigen. Als Verbraucherdaten gelten $\sigma_R$=0,3, $\sigma_L$=1,0 für die in Bildmitte und rechts dargestellten Kurven. Zum Vergleich sind im Bild links die Zeitverläufe bei $\sigma_R$=1,0, $\sigma_L$=1,0, d.h. bei Nennbetrieb dargestellt. Mit dem mittleren und rechten Teil des Bildes soll verdeutlicht werden, wie bei denselben Verbraucherdaten die Wirkleistung durch die Änderung des Impedanzreglersollwertes verstellt werden kann (zum Regler siehe Bild 4.3.4/1 und $\alpha_{26}$ in Bild 5.2.4/1).

Die Verhältnisse im rechten Teil des Bildes 5.3/5 ergeben sich, wenn der Sollwert des Impedanzreglers so eingestellt ist, daß die Frequenz einen Wert annehmen würde, bei dem das Verhältnis der Zwischenkreisgrößen $\bar{u}_d/\bar{i}_d=\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ ist (s. Abschnitt 4.3.2). Da dies jedoch ebenso wie $t_c=t_{cN}$ bei $f_B\approx f_{BN}$ für $\sigma_R$=0,3, $\sigma_L$=1,0 nicht möglich ist, stellt sich, wie das Bild zeigt, der stationäre Betrieb mit $t_c=t_{cN}$ bei $f_B\approx 3\cdot f_{BN}$ ein (vgl. Bild 4.3/1). Aus dem nahezu dreieckförmigen Zeitverlauf der Lastspannung $u_L$ folgt, daß der Mittelwert der Zwischenkreisspannung $\bar{u}_d\approx 0$ ist, d.h. für die Wirkleistung gilt ebenfalls $P_w\approx 0$.

Bei den Verhältnissen im mittleren Teil des Bildes 5.3/5 ist dagegen ein Sollwert des Impedanzreglers gewählt, der im stationären Betrieb zu einem Verhältnis der Zwischenkreisgrößen von $\bar{u}_d/\bar{i}_d=0{,}7\cdot\bar{u}_{dN}/\bar{i}_{dN}$ führt. Wie dieser Teil des Bildes zeigt, ist $\bar{i}_d\approx 0{,}6\cdot\bar{i}_{dN}$. Die Wirkleistung als Produkt aus $\bar{u}_d$ und $\bar{i}_d$ ist daher in diesem Fall $P_w\approx 0{,}25\cdot P_{wN}$.

Im Abschnitt 5.1 wurde bereits angegeben, daß mit den Reglereinstellungen, die die beschriebenen einwandfreien Betriebsverhältnisse bei konstanten Störgrößen $\sigma_R$ und $\sigma_L$ ermöglichen, auch das Verhalten des Systems Umrichter-Lastkreis bei Störgrößenänderungen untersucht wurde. Ausgehend von einem stationären Betrieb werden sprungförmige Änderungen der Werte von $\sigma_R$ und $\sigma_L$ von der Regelung insofern nicht beherrscht, als beim Übergang zum neuen stationären Betrieb immer unzulässige Schonzeitwerte $t_c < t_{cN}$ auftreten. Weitere Untersuchungen ergaben, daß diese unzulässigen Betriebszustände jedoch vermieden werden können, wenn die Frequenz rechtzeitig zu kleineren Werten gesteuert wird. Dies wurde so simuliert, daß der Einfluß des Schonzeitreglers auf die Frequenz aufgehoben wur-

de, d.h. es wurde sprungartig der Anschwingwert der Frequenz vorgegeben (s. Punkt d in den Bildern 5.2.2/1 und 5.2.4/1). Wegen der Unsicherheit bezüglich wirklichkeitsnaher Annahmen bei dynamischen Störgrößenänderungen sind weitere Untersuchungen im Rahmen dieser Simulation nicht sinnvoll. An ausgeführten Anlagen sollten Kriterien gefunden werden, die solche Änderungen der Verbraucherdaten frühzeitig anzeigen und es damit ermöglichen, die angegebene Methode der Frequenzherabsteuerung anzuwenden.

## 6. Zusammenfassung

Die im Anhang A1 dargestellten Ergebnisse einer vergleichenden Untersuchung des lastgeführten Zwischenkreisumrichters mit anderen Umrichterschaltungen zur Speisung induktiver Schmelz- und Erwärmungsanlagen zeigen, daß eine wesentliche Verringerung des Bauaufwandes nur möglich ist, wenn man den Umrichter ohne Transformator direkt über Wechselstromdrosseln an das Drehstromnetz anschließt. Dabei ist die Umrichterausgangsspannung durch die Netzspannung und die Schaltungsart des Umrichters festgelegt. Verbraucher und Kondensatorbatterie können dann nicht für optimale Spannungen dimensioniert werden, wenn man sie in der bisher üblichen Art einfach parallel schaltet und aus wirtschaftlichen Gründen keinen Mittelfrequenztransformator einsetzt.

Den Untersuchungen der Arbeit liegt der Zwischenkreisumrichter als Speiseanordnung zugrunde; die Strom- und Spannungsverhältnisse an seinem Ausgang, d.h. an der Anschlußstelle des Lastkreises sind typisch für die Klasse der analysierten Umrichterschaltungen. Die Kommutierungszeit der Ventile wird vernachlässigt; alle Bauelemente werden als verlustlos angenommen.

Es wird eine dreifache Aufteilung der Kondensatorbatterie im Lastkreis angegeben, mit der bei gegebener Umrichterausgangsspannung ohne Mittelfrequenztransformator für die Verbraucherspannung und die Spannungen der Kondensatoreinheiten in weiten Grenzen unabhängig voneinander optimale Werte erreicht werden können. Parallel zum Umrichterausgang liegt nur ein sehr geringer Teil der Kondensatoren, so daß es wirtschaftlich unbedeutend ist, wenn die Spannung an diesem Element nicht optimal ist. Gleichzeitig ergibt sich eine günstige Spannungsausnutzung der WR-Ventile. Die Analyse dieses Lastkreises erfolgt zunächst unter Berücksichtigung nur der Grundschwingungen von Strömen und Spannungen und mit einem Näherungsverfahren zur Ermittlung der Lastspannungsverzerrung durch die Oberschwingungen des Laststromes. Die Ergebnisse werden mit dem exakten Analyseverfahren nach Anhang A2 bei endlicher Zwischenkreisinduktivität bestätigt.

Ein weiterer Vorteil dieser kombinierten Reihen-Parallelschaltung der Kondensatoreinheiten liegt darin, daß zum Anschwingen auf zusätzliche Maßnahmen in den Leistungskreisen vollständig verzichtet werden kann.

Anhand der Ortskurve der Grundschwingungsadmittanz des Lastkreises wird mit Rücksicht auf die Belastbarkeit der Bauelemente im System Umrichter - Lastkreis eine Steuer- und Regelstruktur entworfen. Diese gewährleistet einerseits, daß bei allen möglichen Verbraucherdaten der zulässige Maximalwert der Spannungen im Lastkreis und des Gleichstrommittelwertes nicht über- und die erforderliche Schonzeit der WR-Ventile nicht unterschritten wird. Andererseits stellen sich automatisch immer die Betriebspunkte ein, bei denen die Verbraucherwirkleistung und die Zwischenkreisspannung ihre möglichen Maximalwerte annehmen. Maximale Spannung im ZW bedeutet minimale Blindleistung im speisenden Drehstromnetz.

Die Überprüfung durch analoge Simulation der Steuer- und Regelstruktur zusammen mit Umrichter und Lastkreis zeigt, daß bei jedem praktisch möglichen Zustand des Verbrauchers der Startvorgang ohne besondere Anschwingvorrichtung sichergestellt ist und daß sich der optimale stationäre Betriebspunkt selbstgesteuert einstellt. In jedem Umschaltzeitpunkt des WR wird die Kommutierungsspannung überprüft; die Bedingung, daß ein Mindestwert erreicht sein muß, bevor der Umschaltbefehl gegeben bzw. ein Kommutierungsvorgang eingeleitet wird, geht in die Steuerlogik des WR ein.

Die aufgrund der Systemanalyse abgeleiteten Syntheseregeln gestatten die vollständige Dimensionierung aller Baukomponenten für gewünschte Nenndaten, wie z. B. Ausgangsleistung und -frequenz sowie Eingangs- und Ausgangsspannung.

## 7. Anhang

### A1. Umrichter zur Speisung von Induktionserwärmungsanlagen

Neue technische Möglichkeiten erlangen eine umfassende praktische Bedeutung erst, wenn sie auch wirtschaftliche Vorteile bieten: geringere spezifische Anlagekosten, verbesserter Wirkungsgrad, geringere Ausfallzeiten, d.h. erhöhte Betriebssicherheit und einfachere Bedienung sind dafür Kriterien. Diese Gesetzmäßigkeit führte bei der nicht netzfrequenten induktiven Erwärmungstechnik dazu, daß der Maschinenumformer durch den statischen Umrichter ersetzt wurde. Je nach Art des Lastkreises, in dem Verbraucher und Kompensationskondensatoren parallel oder in Reihe geschaltet werden können, hat der Umrichter einen Gleichstrom- oder einen Gleichspannungszwischenkreis [3]. Solange im Wechselrichterteil nur Quecksilberdampfventile eingesetzt werden konnten, wurde die Reihenkompensation des Verbrauchers angewendet, da in dieser Schaltung die negative Ventilsperrspannung nur solche Werte erreicht, bei denen die sogenannte Anodenzerstäubung noch nicht einsetzt [10]. Die Lastkreisfrequenz beeinflußt dann die Lebensdauer der Ventile nicht. Bei den heute ausschließlich eingesetzten Thyristoren ist dagegen die Begrenzung der negativen Sperrspannung nicht notwendig und nicht erwünscht, da sonst die Freiwerdezeit der Halbleiterbauelemente beträchtlich vergrößert wird [2]. Größere Freiwerdezeit bedeutet eine Begrenzung der Lastkreisfrequenz. Der Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis bei parallelkompensiertem Verbraucher (Bild A1/1a,e) hat diesen Nachteil nicht. Mit einer näherungsweise sinusförmigen Wechselrichterausgangsspannung bietet diese Schaltungsart darüberhinaus den Vorteil, daß keine Beschaltungsmaßnahmen für die Thyristoren nötig sind, um große Spannungssteilheiten bei Beginn positiver Sperrspannung zu beherrschen. Grundsätzlich ist für die Beanspruchung der Thyristoren eine Klasse von Umrichtern besonders günstig, die am Wechselrichterausgang einen näherungsweise rechteckförmigen Lastwechselstrom liefern. Zumindest ein Teil der Kondensatorbatterie des Lastkreises muß dann direkt parallel zum Wechselrichterausgang liegen, damit die Ausgangsspannung stetig und ohne hohe Spannungsspitzen verläuft.

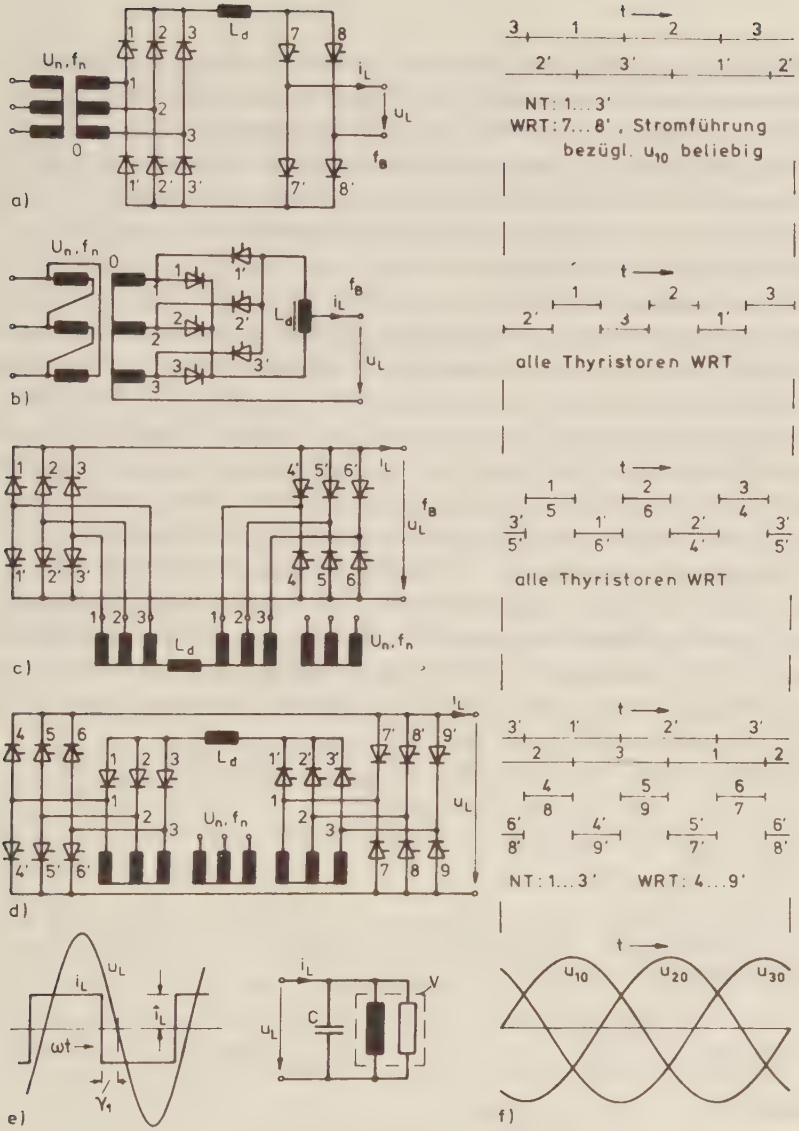


Bild A1/1 a)...d) Umrichterschaltungen zur Speisung eines mit C parallelkompensierten Verbrauchers V nach e); rechts Stromführungszeiten der Ventile für $f_B = 3 \cdot f_n$ und $\overline{u}_{di}$ (vgl. Text und Spannungsverläufe im Teil f des Bildes); NT=Netzthyristor, WRT=Wechselrichterthyristor (vgl. Text).

Eine vergleichende Analyse der im Bild A1/1b ... d dargestellten Umrichterschaltungen mit dem Zwischenkreisumrichter (Bild A1/1a) war Ausgangspunkt der Untersuchungen. Als Last wurde der ideale Parallelschwingkreis Bild A1/1e angenommen. Der gleiche Teil des Bildes zeigt die zeitlichen Verläufe des Laststromes $i_L$ für sehr große Glättungsdrossel $L_d$ und der Lastspannung $u_L$ bei Annahme unendlichen Leitwertes des Lastkreises für die Oberschwingungen des Stromes. Die grundsätzliche wirkungsweise der Umrichter folgt aus den rechts neben den Schaltbildern angegebenen Stromführungszeiten der Ventile; sie sind bezüglich der zeitlichen Verläufe der stromrichterseitigen Transformatorspannungen $u_{so}$ (s. Teil f des Bildes) so gewählt, daß der Mittelwert der während einer Netzperiode geschalteten Netzspannungsteile maximal ist. Dieser wird - wie in der Stromrichtertechnik üblich - mit $\bar{u}_{di}$ bezeichnet. Da die Lastkreisfrequenz $f_B$ beim Umrichter des Bildes A1/1b vom dreifachen Wert der Netzfrequenz $f_n$ sein muß, ist dieser Fall für alle Schaltungen dargestellt. Mit Netzthyristoren NT sind die Ventile bezeichnet, deren Kommutierung ausschließlich durch Netzspannungen erfolgt; alle übrigen Ventile sind als Wechselrichterthyristoren mit WRT bezeichnet.
Der Effektivwert $U_L$ der Lastspannung folgt aus $\bar{u}_{di}$ und Verschiebungswinkel $\gamma_1$ (s. Bild A1/1e):

$$U_L = \frac{\pi}{2\cdot\sqrt{2}} \cdot \frac{\bar{u}_{di}}{\cos \gamma_1} \qquad \text{(A1/1)}.$$

Mit $\bar{u}_{di}/U_{so} = k$ (s. Tabelle A1/1) ist der Scheitelwert der Lastspannung

$$\hat{u}_L = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{k}{\cos \gamma_1} \cdot U_{so} .$$

Für die Wirkleistung ergibt sich bei Annahme verlustloser Bauelemente

$$P_w = U_L \cdot I_{L1} \cdot \cos \gamma_1 .$$

Daraus folgt mit der Grundschwingung des rechteckförmigen Laststromes (s. Bild A1/1e)

$$I_{L1} = \frac{2\cdot\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{i}_L$$

und mit (A1/1) $\qquad P_w = \bar{u}_{di} \cdot \hat{i}_L \qquad \text{(A1/2)}.$

Im folgenden sind die Ergebnisse der vergleichenden Untersuchung zusammengestellt, soweit sie den Ablauf der Arbeit mit dem in der Einleitung angegebenen Ziel beeinflußten. Als Kriterium für die Wirtschaftlichkeit wurden die Anlagekosten gewählt. Diese werden üblicherweise in erster Näherung an den spezifischen Bauleistungen der Elemente gemessen. Es genügt, den Aufwand für Transformatoren, Glättungsdrosseln und Halbleiterbauelemente zu vergleichen, da zusätzliche Ausrüstungen wie z. B. Steuerung und Regelung pauschal für alle Schaltungen in gleicher Weise erforderlich und ihre Kosten praktisch unabhängig von der Anlagenleistung sind. Zunächst einige Angaben zur Berechnung der Bauleistungen. Die Bauleistung $P_{BT}$ eines Transformators gibt an, wie groß die Durchgangsleistung wäre, wenn er bei Vernachlässigung des Leerlaufstromes als einfacher Zweiwicklungstransformator mit gleichen Kupferverlusten und gleicher maximaler Flußdichte bei sinusförmiger Spannung von Netzfrequenz betrieben würde [11]. Die relative Bauleistung eines Transformators mit n Wicklungsgruppen und m Strängen je Wicklungsgruppe ist danach mit (A1/2) bei Speisung mit sinusförmiger Spannung von Netzfrequenz

$$\frac{P_{BT}}{P_w} = \frac{m}{2} \sum_{1}^{n} \frac{U_W}{\overline{u}_{di}} \cdot \frac{I_W}{f_L} \qquad \text{(A1/3).}$$

$U_W$ und $I_W$ sind die Effektivwerte von Strangspannung und -strom einer Wicklungsgruppe.

Die Bauleistung einer Glättungsdrossel ist in gleicher Weise definiert wie die Transformatorbauleistung. Wenn die Drosselspannung nur zwei Nulldurchgänge pro Periode hat und wenn positive und negative Scheitelwerte des Wechselanteils des Drosselstromes betragsmäßig gleich groß sind, gilt die Beziehung

$$P_{BD} = \frac{1}{2\cdot\sqrt{2}} \left[ 2\pi \cdot f_n \cdot L_d \cdot \overline{I}_{Ld} \cdot I_{Ld} + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_n}{f_{Ld}} |\overline{u_{Ld}}| I_{Ld} \right] \qquad \text{(A1/4)}$$

für die Bauleistung einer Glättungsdrossel [11]. Darin sind $|\overline{u_{Ld}}|$ der Gleichrichtwert und $f_{Ld}$ die Frequenz der Drosselspannung, $\overline{I}_{Ld}$ der Mittelwert und $I_{Ld}$ der Effektivwert des Drosselstromes, $L_d$ die Induktivität der Glättungsdrossel und $f_n$ die Netzfrequenz. In jedem der untersuchten Belastungs-

fälle war die Voraussetzung bezüglich des Zeitverlaufs der Drosselspannung erfüllt, so daß für die Induktivität

$$L_d = \frac{|\overline{u_{Ld}}|}{2 \cdot f_{Ld}} \cdot \frac{1}{\Delta i_{Ld}} \qquad \text{(A1/5)}$$

gilt [11]; $\Delta i_{Ld}$ ist die Schwingungsbreite des Wechselanteils des Drosselstromes. Mit (A1/4), (A1/5) und (A1/2) erhält man für die relative Bauleistung der Glättungsdrossel

$$\frac{P_{BD}}{P_w} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{f_n}{f_{Ld}} \cdot \frac{|\overline{u_{Ld}}|}{\overline{u}_{di}} \cdot \frac{I_{Ld}}{\overline{i}_L} \left( \frac{1}{2} + \frac{\overline{i}_{Ld}}{\Delta i_{Ld}} \right) \qquad \text{(A1/6).}$$

Die Ergebnisse der Auswertung von (A1/3) und (A1/6) sind mit Zwischenwerten in Tabelle A1/1 angegeben. Bei den bezogenen Transformatorströmen und -spannungen wurde der Einfachheit halber das Übersetzungsverhältnis ü=1 gewählt. Dies ist zulässig, da die Scheinleistung als Produkt aus Strom und Spannung unabhängig von ü ist. Wie bereits angegeben wurde, muß für den Vergleich wegen des Umrichters in Bild A1/1b als Lastkreisfrequenz $f_B = 3 \cdot f_n$ gewählt werden. Dabei ist die Frequenz der Drosselspannung $u_{Ld}$ bei allen Schaltungen $f_{Ld} = 6 \cdot f_n$. Weiterhin wurde einheitlich $\Delta i_{Ld} = 0{,}1 \cdot \overline{i}_{Ld}$ gewählt. Der Effektivwert $I_{Ld}$ des Drosselstromes wurde näherungsweise gleich dem Mittelwert gesetzt. Die Beurteilung der Ergebnisse folgt unten.

Für den Ventilaufwand wurde als relative Bauleistung

$$\frac{P_{BV}}{P_w} = n \cdot c_I \cdot \frac{\overline{i}_T}{\overline{i}_L} \cdot \frac{u_{Bo}}{\overline{u}_{di}} \qquad \text{(A1/7)}$$

definiert. Dabei gibt n die Zahl der Thyristoren einer Schaltung an. Der Aufwand ist bestimmt durch Sperrfähigkeit ($u_{Bo}$) und Verlustleistung ($c_I \cdot \overline{i}_T$).

Die erforderliche Nullkippspannung $u_{Bo}$ zur Auswertung von (A1/7) folgt aus dem periodischen Ventilspannungsscheitelwert $\hat{u}_T$, der mit einem Sicherheitsfaktor multipliziert wird, denn $u_{Bo}$ muß größer sein als der bei nichtperiodischem Betrieb - z.B. im Störungsfall oder bei schnellen Steuervorgängen - mögliche dynamische Ventilspannungsscheitelwert. Üblicherweise ist der Sicherheitsfaktor für Netzspannungsan-

| Schaltung Bild | A1/1a | | A1/1b | | A1/1c | | A1/1d | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $\bar{u}_{di}/U_{so}$ | 2,34 | | 1,35 | | 2,34 | | 4,68 | |
| Transformatoren | | | | | | | | |
| | prim. | sek. | prim. | sek. | prim. | sek. | prim. | sek. |
| $U_W/\bar{u}_{di}$ | 0,43 | 0,43 | 0,74 | 0,74 | 0,43 | 0,43 | 0,21 | 0,21 |
| $I_W/\bar{i}_L$ | 0,82 | 0,82 | 0,58 | 0,58 | 0,82 | 0,58 | 1,63 | 0,82 |
| $P_{BT}/P_w$ | 100 % | | 123 % | | 121 % | | 100 % | |
| Glättungsdrosseln bei $f_B=3\cdot f_n$, $\Delta i_{Ld}=0,1\cdot \bar{i}_d$, $\bar{u}_d=\bar{u}_{di}$ | | | | | | | | |
| $I_{Ld}/\bar{i}_L$ | 1,0 | | 0,71 | | 1,0 | | 1,0 | |
| $\lvert\overline{u_{Ld}}\rvert/\bar{u}_{di}$ | 0,54 | | 1,08 | | 0,54 | | 0,54 | |
| $P_{BD}/P_w$ | 100 % | | 141 % | | 100 % | | 100 % | |
| Thyristoren bei $\gamma_1 = 30^o$ | | | | | | | | |
| | WRT | NT | WRT | | WRT | | WRT | NT |
| $\hat{u}_{Tn}/\bar{u}_{di}$ | 0 | 1,05 | 2,03 | | 0,53 | | 0,14 | 0,52 |
| $\hat{u}_{TL}/\bar{u}_{di}$ | 1,81 | 0 | 1,78 | | 1,57 | | 1,71 | 0 |
| $u_{Bo}/\bar{u}_{di}$ | 2,35 | 2,1 | 6,37 | | 3,1 | | 2,5 | 1,04 |
| $\bar{i}_T/\bar{i}_L$ | 0,5 | 0,333 | 0,167 | | 0,167 | | 0,167 | 0,333 |
| $c_I$ | 1,2 | 1,32 | 1,65 | | 1,65 | | 1,65 | 1,32 |
| n | 4 | 6 | 6 | | 12 | | 12 | 6 |
| $P_{BV}/P_w$ | 5,65 | 5,55 | 10,52 | | 10,23 | | 8,26 | 2,75 |
| $\sum P_{BV}/P_w$ | 100 % | | 93 % | | 92 % | | 98 % | |

Tabelle A1/1 Relative Bauleistungen von Transformatoren und Glättungsdrosseln und relativer Ventilaufwand der Umrichterschaltungen des Bildes A1/1 mit den wesentlichen Berechnungsgrößen; (prim. = netz-, sek. = stromrichterseitig).

teile $\hat{u}_{Tn}$ gleich 2,0 und für Lastspannungsanteile $\hat{u}_{TL}$ gleich 1,3; damit ist

$$\frac{u_{Bo}}{\bar{u}_{di}} = 2 \cdot \frac{\hat{u}_{Tn}}{\bar{u}_{di}} + 1{,}3 \cdot \frac{\hat{u}_{TL}}{\bar{u}_{di}} \quad .$$

Zur zulässigen Verlustleistung wurde aus dem Belastbarkeitsdiagramm des Thyristors CS 189 für rechteckförmigen Strom ein relativer Dauergrenzstrom $c_I$ ermittelt, da in den zu vergleichenden Schaltungen verschiedene Stromflußwinkel $\delta$ der Ventile vorliegen; (Belastbarkeitsdiagramm s. [12]). Es ist

$$c_I = I_{TAVM}^{\delta=360^o} / I_{TAVM}^{\delta}$$

mit in allen Fällen gleichen Kühlbedingungen ($\vartheta_{amb}$) und gleichem thermischem Widerstand des Kühlkörpers ($R_{thCA}$). Eine Stromreduktion wegen erhöhter Schaltverluste ist für $f_B = 3 \cdot f_n$ nicht nötig. In (A1/7) ist daher das Produkt aus dem Mittelwert $\bar{I}_T$ des Ventilstromes und dem relativen Dauergrenzstrom $c_I$ der erforderliche äquivalente Dauergrenzstrom.

In Tabelle A1/1 sind die Ergebnisse der Berechnungen zusammengestellt. Die Ermittlung der maximalen Sperrspannungen $\hat{u}_T/\bar{u}_{di}$ erfolgte für $\gamma_1 = 30^o$, wobei auch Spannungsverhältnisse $\bar{u}_d < \bar{u}_{di}$ berücksichtigt wurden. Werte $\gamma_1 > 30^o$ sind nicht üblich und für $\gamma_1 < 30^o$ ist die Spannungsbelastung der Ventile bei allen Schaltungen geringer als bei $\gamma_1 = 30^o$.

Der Vergleich anhand Tabelle A1/1 zeigt, daß der Aufwand für alle Baukomponenten der Schaltung im Bild A1/1d praktisch gleich dem des Zwischenkreisumrichters (Bild A1/1a) ist; die Ausnutzung der Ventile insgesamt ist nur wenig besser. In beiden Schaltungen werden zwei Ventiltypen (NT, WRT) benötigt. Diesen Nachteil haben die Schaltungen im Bild A1/1b, c nicht. Ihr Aufwand im Ventilteil ist außerdem gegenüber der Vergleichsschaltung (Bild A1/1a) um 7 % bzw. 8 % kleiner. Nachteilig ist in beiden Fällen allerdings die größere relative Bauleistung der Transformatoren und bei der Schaltung des Bildes A1/1b die um 41 % schlechtere Ausnutzung der Glättungsdrossel.

Die Variante im Bild A1/1b hat den weiteren Nachteil, daß sie an eine starre Lastkreisfrequenz vom dreifachen Wert der Netzfrequenz gebunden ist. Bei allen anderen Schaltungen sind höhere Frequenzen erreichbar. Eine Grenze ist gegeben durch die erforderliche Freiwerdezeit der verwendeten Thyristoren. Es sei noch erwähnt, daß bezüglich der Netzbelastung mit den Umrichtern der Bilder A1/1c und d blindleistungssparende Schaltungen und mit dem Umrichter im Teil b des Bildes eventuell kapazitiver Betrieb möglich sind.

Insgesamt ergeben sich keine Vorteile der neuen Schaltungsvarianten gegenüber dem Zwischenkreisumrichter.

Die weiteren Untersuchungen befaßten sich mit Schaltungen, bei denen der Umrichter ohne besonderen Transformator direkt über Wechselstromdrosseln an das speisende Drehstromnetz angeschlossen wird. Dies ist sinnvoll für Leistungen bis etwa 500 kW. Anlagen dieses Leistungsbereichs sind üblich, so daß die Reduktion der Anlagekosten gegenüber Schaltungen mit Transformatoren praktische Bedeutung erlangt. Im Bild A1/2 sind drei Umrichterschaltungen dieser Art dargestellt. Varianten vom Typ Bild A1/2a sind auszuschließen, da der Netzsternpunkt belastet wird. In der Schaltung Bild A1/2c können die Drosseln $L_n$ und Kondensatoren $C_\curlywedge$ so dimensioniert werden, daß schon die niedrigste Stromoberschwingung vom Netz ferngehalten wird und bei einer bestimmten Leistung, z.B. $P_w=0,5\cdot P_{wN}$, der Verschiebungsfaktor im Netzanschlußpunkt $\cos \varphi_{1n}=1$ ist.

Bei allen Schaltungen ohne Netztransformator kann jedoch mit reiner Parallelkompensation nach Bild A1/1e keine optimale Verbraucherspannung erreicht werden; das gleiche gilt für die Spannung der Kondensatorbatterie. Diesbezüglich bessere Verhältnisse zu erreichen, ist ein wesentlicher Punkt der Arbeit, der im Abschnitt 3 behandelt ist. Die Lösung mit Mittelfrequenztransformator scheidet aus wirtschaftlichen Gründen aus. Ein Vergleich der Anlagekosten bei Anordnung der Kondensatorbatterie im Lastkreis nach Abschnitt 3.2.3 und ohne Netztransformator ergab, daß der Umrichter nach Bild A1/2b günstiger sein kann als der Zwischenkreisumrichter mit Wechselstromdrosseln. Bei diesem Vergleich wurden für die Schaltung im

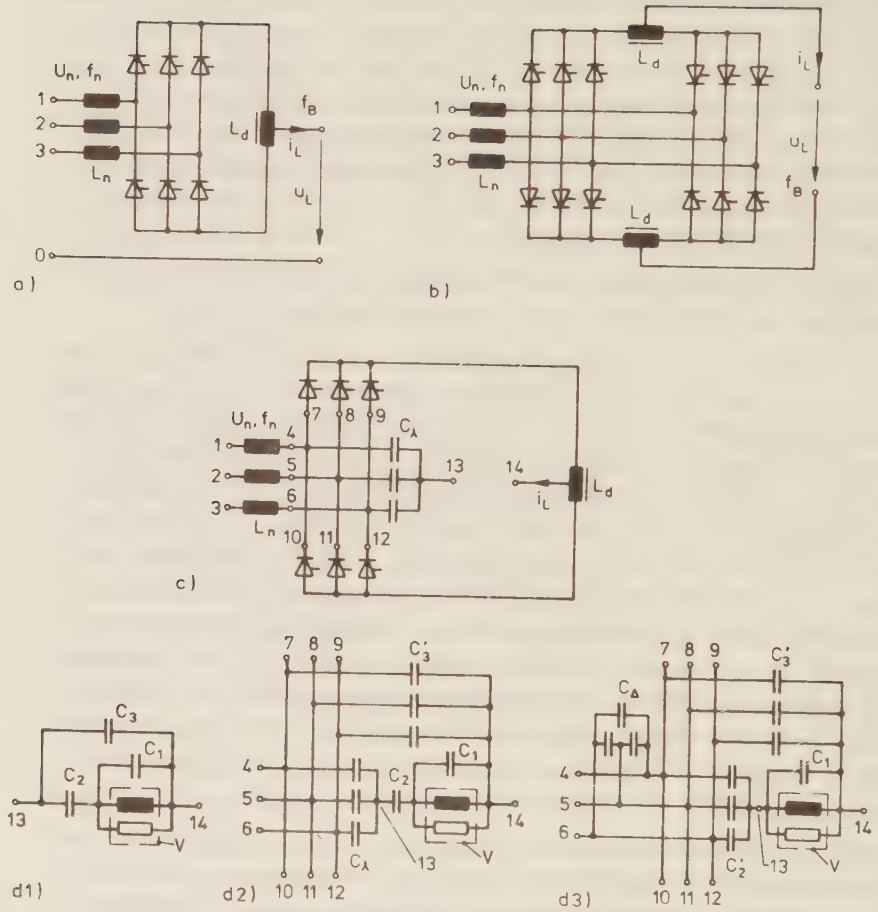


Bild A1/2 a)...c) Umrichterschaltungen, die über Wechselstromdrosseln $L_n$ an das speisende Drehstromnetz ($U_n$, $f_n$) angeschlossen sind; d) zeigt mögliche Kopplungen von Umrichter und Lastkreis vom im Abschnitt 3.2.3 angegebenen Typ mit dem Netz im Falle der Schaltung c); V=Verbraucher.

Bild A1/2c die drei Möglichkeiten der Kopplung von Umrichter und Lastkreis untersucht, die in Bild A1/2d dargestellt sind. In jedem dieser drei Fälle waren die Kondensatorkosten durch die teilweise Mischbelastung (Spannungsanteile von Netz- und Lastkreisfrequenz) etwa doppelt so hoch wie beim Umrichter des Bildes A1/2b und beim Zwischenkreisumrichter. Das in den Abschnitten 4 und 5 dieser Arbeit beschriebene günstige Betriebsverhalten des Lastkreises nach Abschnitt 3.2.3 gegenüber der Parallelkompensation rechtfertigt seinen Einsatz auch im Zusammenhang mit dem Zwischenkreisumrichter.

## A2. Exaktes Analyseverfahren für stationären Betrieb

### A2.1 Netzwerktheoretische Grundlagen [13]

Ein Netzwerk mit linearen, zeitinvarianten und konzentrierten Elementen wird vollständig beschrieben durch ein System simultaner, linearer Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten. Die Theorie zur Lösung dieses Systems lehrt, daß bei zeitlich konstanter Erregung $x_e$=konst. des Netzwerkes jeder Strom bzw. jede Spannung als Reaktion die Form

$$x_r(t) = \sum_{n=1}^{s} A_n \cdot \exp(p_n t) + X_{r\infty} \qquad \text{(A2.1/1)}$$

hat. Sofern eine Größe auf diese Weise bestimmt ist, sind alle übrigen Größen durch die Topologie des Netzwerkes und die Strom-Spannungsbeziehungen an den Elementen des Netzwerkes gegeben. In (A2.1/1) sind

$\sum_{n=1}^{s} A_n \cdot \exp(p_n t)$ die Lösung des homogenen Differentialgleichungssystems mit s verschiedenen Eigenwerten $p_n$ als Lösungen der charakteristischen Gleichung und mit den Konstanten $A_n$, die aus physikalisch sinnvollen Forderungen bezüglich der Zustandsgrößen der Energiespeicher im Netzwerk zu bestimmen sind, und

$X_{r\infty} = x_r(t \to \infty)$ die Partikular-Lösung.

Im Falle mehrfacher Eigenwerte stehen in (A2.1/1) für $A_n$ Polynome in t, deren Grad höchstens gleich der um eins verminderten Vielfachheit der Eigenwerte ist.

Die Eigenwerte des Systems können auf einfache Weise folgendermaßen gefunden werden: man bestimmt die Eingangsimpedanz $\underline{Z}(j\omega)$ bzw. -admittanz $\underline{Y}(j\omega)$ des strom- bzw. spannungserregten Zweipols nach der Methode zur Analyse von Netzwerken im stationären Wechselstrombetrieb und schreibt für $j\omega$ formal p mit $p=\sigma+j\omega$. Dann ist

Z(p) für Stromerregung und Eingangsspannung als Reaktion bzw. Y(p) für Spannungserregung und Eingangsstrom als Reaktion die Übertragungsfunktion, deren Pole identisch mit den Eigenwerten des Systems sind.

## A2.2 Glatte Speisespannung; Kommutierungszeit vernachlässigt

Bild A2.2/1 zeigt die Schaltung des Lastkreises dritter Art (s. Abschnitt 3.2.3) und des Umrichters mit glatter Speisespannung $\bar{u}_d$. Für den allgemeinen Lösungsansatz werden - um die Bedingung zeitinvarianter Elemente zu erfüllen - T1, T4 stromführend und T2, T3 stromlos angenommen. Man erhält das Netzwerk des Bildes A2.2/2 mit der Eingangsadmittanz

$$\underline{Y}_{ab} = \frac{b_3(j\omega)^3+b_2(j\omega)^2+b_1(j\omega)}{a_4(j\omega)^4+a_3(j\omega)^3+a_2(j\omega)^2+a_1(j\omega)+a_o} \qquad \text{(A2.2/1a)}$$

$$\left.\begin{aligned} b_3 &= R\cdot L(C_1C_3+C_1C_2+C_2C_3) & b_2 &= L(C_3+C_2)\\ b_1 &= R(C_3+C_2) & a_4 &= L_d\cdot b_3\\ a_3 &= L_d\cdot b_2 & a_2 &= L_d b_1+RL(C_1+C_2)\\ a_1 &= L & a_o &= R \end{aligned}\right\} \text{(A2.2/1b).}$$

Wenn in (A2.2/1a) für $j\omega$ formal p mit $p=\sigma+j\omega$ gesetzt wird, ist das Nennerpolynom dieser Gleichung die charakteristische Gleichung, deren Lösungen

$$p_1 = \sigma_1 + j\omega_1 \qquad p_2 = \sigma_1 - j\omega_1$$

$$p_3 = \sigma_3 + j\omega_3 \qquad p_4 = \sigma_3 - j\omega_3$$

die Eigenwerte des Systems sind. Die numerische Berechnung dieser Werte ist in einfacher Weise mit dem Digitalrechner möglich.

Entsprechend (A2.1/1) ist damit der Lösungsansatz für den Strom in L (s. Bild A2.2/2)

$$i_X = \sum_{n=1}^{4} A_n\cdot\exp(p_n t) + I_{X\infty} \qquad \text{(A2.2/2).}$$

$I_{X\infty}$ ist der Induktivitätsstrom in der Schaltung des Bildes A2.2/2 für $t\to\infty$; es ist also

$$I_{X\infty} = 0 \quad .$$

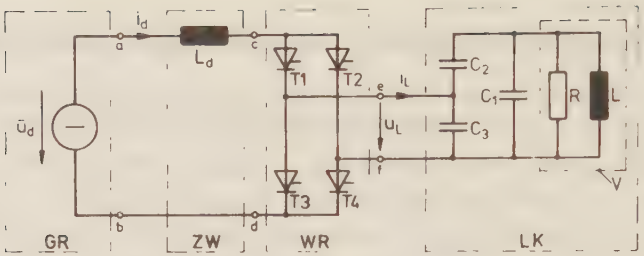


Bild A2.2/1 Ersatzschaltbild von Zwischenkreisumrichter (GR, ZW, WR) und Lastkreis (LK) mit Verbraucher V.

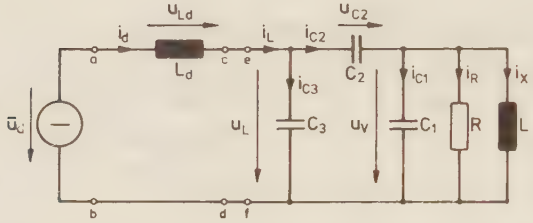


Bild A2.2/2 Netzwerk, das aus Bild A2.2/1 folgt, wenn T1, T4 leitend und T2, T3 nichtleitend sind; die Ventile sind als verlustlos angenommen.

Mit den Strom-Spannungsbeziehungen an den Elementen des Bildes A2.2/2 und mit den Maschen- und Knotenpunktregeln folgen aus (A2.2/2) sukzessive alle übrigen Ströme und Spannungen. Sie können sehr leicht berechnet und in geschlossener Form angegeben werden, da $\left[\text{konst.}\cdot\exp(p_n t)\right]$ problemlos integriert und differenziert werden kann. Aus physikalischen Überlegungen folgt, daß die Integrationskonstante, die bei der Berechnung von $u_{C2}$ auftritt, gleich $U_{C2\infty}=\bar{u}_d$ ist (vgl. oben $I_{X\infty}$).

Es bleibt die Bestimmung der Koeffizienten $A_1$ ... $A_4$ mit folgendem Kriterium: stationärer Betrieb der Schaltung im Bild A2.2/1. Das bedeutet:

- die Zeit der Stromführung ist für jedes WR-Ventilpaar (T1, T4 und T2, T3) gleich $T_B/2$;
- alle Ströme und Spannungen des LK sind Wechselgrößen der Periodendauer $T_B$;
- die Wechselgrößen des ZW haben die Periodendauer $T_B/2$.

Diese Forderungen bezüglich Periodizität und die Stetigkeitsbedingungen an den Energiespeichern ergeben die vier Gleichungen

$$\left.\begin{aligned} i_X(-T_B/4) + i_X(+T_B/4) &= 0 \\ u_V(-T_B/4) + u_V(+T_B/4) &= 0 \\ u_{C2}(-T_B/4) + u_{C2}(+T_B/4) &= 0 \\ i_d(-T_B/4) - i_d(+T_B/4) &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (A2.2/3)$$

zur Bestimmung von $A_1 \ldots A_4$, wobei T1, T4 den Strom während der Zeit $-T_B/4 \leq t \leq +T_B/4$ führen sollen. Die numerische Lösung des Gleichungssystems (A.2.2/3) kann in einfacher Weise mit dem Digitalrechner durchgeführt werden. Wie die Eigenwerte $p_1 \ldots p_4$ (s.o.) sind auch die Koeffizienten $A_1 \ldots A_4$ konjugiert komplex, da die Zeitverläufe reell sind.

Der Vorteil dieses Analyseverfahrens ist, daß alle Ströme und Spannungen exakt in der für die Berechnung weiterer elektrischer Größen vorteilhaften Form $\sum_n N_n \cdot \exp(p_n t)$ vorliegen. So können z.B. lineare und quadratische Mittelwerte problemlos in geschlossener Form angegeben werden. Das Hilfsmittel Digitalrechner ermöglicht eine schnelle numerische Auswertung.

Abschließend sei erwähnt, daß in gleicher Weise auch der Fall eingeprägter glatter Gleichstrom behandelt werden kann (vgl. Abschnitt 3.2.4).

## A3. Anhang zur Simulation mit dem Analogrechner

### A3.1 Regeln zur Ermittlung der Simulationsgleichungen

a) Normierung der abhängigen Variabeln (Amplitudennormierung)

Bei der Simulation am Analogrechner wird eine physikalische Größe ($u^+$, $i^+$) durch eine Spannung ($u_u^+$, $u_i^+$), d.h. durch eine physikalische Größe abgebildet. Beide sind durch einen Maßstabsfaktor $m^+$ folgendermaßen verknüpft:

$$u_u^+ = m_u^+ \cdot u^+ \qquad \text{(A3.1/1)}$$

$$u_i^+ = m_i^+ \cdot i^+ \qquad \text{(A3.1/2)}.$$

Sofern die abzubildende Größe keine Spannung ist (z.B. $i^+$), ist der Maßstabsfaktor dimensionsbehaftet.

So wie alle abzubildenden Gleichungen in normierter Form mit den Bezugsgrößen $\bar{u}_{dN}^+$, $\bar{i}_{dN}^+$, $T_{BN}^+$ vorliegen, ist es zweckmäßig, die Simulationsgleichungen ebenfalls in normierter Form anzugeben, d.h. unabhängig von der Referenzspannung $u_{ref}^+$ des Rechners. Diese wird deshalb sinnvollerweise als Bezugsgröße für die sog. Amplitudennormierung gewählt. Aus (A3.1/1) und (A3.1/2) ergibt sich dann der folgende Zusammenhang zwischen normierten abzubildenden und normierten abgebildeten Größen:

$$u_u = m_u \cdot u$$

$$u_i = m_i \cdot i$$

$$\text{mit } m_u = m_u^+ \cdot \frac{\bar{u}_{dN}^+}{u_{ref}^+} \text{ und } m_i = m_i^+ \cdot \frac{\bar{i}_{dN}^+}{u_{ref}^+} .$$

Zur Schreibweise der normierten abgebildeten Größen wird vereinbart: $u_u \rightarrow u^*$, $u_i \rightarrow i^*$; aus den vorausgegangenen Beziehungen wird also

$$u^* = m_u \cdot u \qquad \text{(A3.1/3)}$$

$$i^* = m_i \cdot i \qquad \text{(A3.1/4)}.$$

Die Maßstabsfaktoren $m_u$ und $m_i$ sind so zu bestimmen, daß $u^*$ bzw. $i^*$ für $u=|u_{max}|$ bzw. $i=|i_{max}|$ nicht größer als $|u_{ref}^*|$ werden.

b) Normierung der Zeit als unabhängige Variable

In den Gleichungen, die den zu simulierenden Vorgang beschreiben, steht die relative Zeit t als die auf die Nennperiodendauer $T^+_{BN}$ bezogene Zeit $t^+$: $t = t^+/T^+_{BN}$.

Die Zeit (im Sinne von Dauer eines Vorganges) am Analogrechner sei als physikalische Größe mit $t^+_S$ bezeichnet (S von Simulation). Zur Normierung wird eine Bezugsgröße $T^+_{ref}$ gewählt, mit der $t^* = t^+_S/T^+_{ref}$ gilt. Da die Dauer der Simulation von den Integrationsfaktoren ($k_o = 1/RC$) der Integrierer bestimmt wird, ist es sinnvoll, $T^+_{ref} = 1/k_o$ zu wählen. Es gelten die entsprechenden Beziehungen wie bei der Amplitudennormierung:

$$t^+_S = m^+_t \cdot t^+ \qquad \text{(A3.1/5)}$$

$$t^* = m_t \cdot t \qquad \text{(A3.1/6)}$$

$$\text{mit } m^+_t = \frac{m_t}{k_o} \cdot \frac{1}{T^+_{BN}} \qquad \text{(A3.1/7).}$$

Aus (A3.1/7) folgt die Normierungsvorschrift für den Fall, daß nicht bei allen Integrierern einer Schaltung der gleiche Integrationsfaktor $k_o$ gewählt wird: es muß für alle Integrierer das Verhältnis $m_t/k_o$ gleich sein, denn nur dann ist $m^+_t$ in der gesamten Schaltung einheitlich.

Aus (A3.1/5) folgt mit (A3.1/7) und $t^+ = T^+_{BN}$ die Periodendauer des simulierten Nennbetriebs

$$T^+_{SBN} = \frac{m_t}{k_o} \qquad \text{(A3.1/8).}$$

A3.2 Die Potentiometerwerte der Rechenschaltungen

a) Zu Abschnitt 5.2.1: Umrichter und Lastkreis

Zur Bestimmung der Potentiometerwerte der Simulationsschaltungen von Umrichter und Lastkreis müssen folgende Maßstabsfaktoren ermittelt werden:

$$m_{ud} = \frac{\bar{u}^*_d}{\bar{u}_d} \qquad m_{udWR} = m_{uL} = \frac{u^*_L}{u_L} \qquad \text{(A3.2/1)}$$

$$m_{uC2} = \frac{u^*_{C2}}{u_{C2}} \qquad m_{uV} = \frac{u^*_V}{u_V} \tag{A3.2/2}$$

$$m_{iL} = \frac{i^*_L}{i_L} \qquad m_{id} = \frac{i^*_d}{i_d} \tag{A3.2/3}.$$

Die Maßstabsfaktoren der Spannungen werden mit den zeitlichen Maximalwerten der normierten abzubildenden Größen ($u_{...}$) berechnet, die aus der Dimensionierung mit der Grundschwingungsrechnung folgen. Steuerung und Regelung bewirken, daß diese Näherungswerte bei keinem Betriebszustand überschritten werden. Mit der Forderung, daß die zeitlichen Maximalwerte der normierten abgebildeten Größen ($u^*_{...}$) gleich groß werden sollen, können die Maßstabsfaktoren zunächst allgemein bestimmt werden:

Aus (2.1/5) folgt

$$\hat{u}_{L1N} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\cos \varphi_{1N}} \cdot \bar{u}_{dN} .$$

Mit $\hat{u}_{L1N}=u_{Lmax}$, $\bar{u}_{dN}=\bar{u}_{dmax}$, $\cos \varphi_{1N}=0{,}866$ ($|\varphi_1|=\gamma_1=30^o$) erhält man aus dieser Beziehung

$$u_{Lmax} = 1{,}8138 \cdot \bar{u}_{dmax} .$$

Für vereinbarungsgemäß $u^*_{dmax}=u^*_{Lmax}$ liefert damit (A3.2/1)

$$m_{udWR} = m_{uL} = 0{,}5513 \cdot m_{ud} \tag{A3.2/4}.$$

Die Spannungen an $C_1$ und $C_2$ wurden bei der Dimensionierung so gewählt, daß die Scheitelwerte etwa gleich groß sind (s. Abschnitt 3.2.3), d.h. es gilt näherungsweise $u_{C2max}=u_{Vmax}$. Daraus folgt mit $u^*_{C2max}=u^*_{Vmax}$ und (A3.2/2)

$$m_{uC2} = m_{uV} \tag{A3.2/5}.$$

Weiter ergibt sich aus den Dimensionierungsdaten $\ddot{u}_V=U_V/U_L=1{,}75$ bei Annahme sinusförmiger Spannungsverläufe $u_{Vmax}=1{,}75 \cdot u_{Lmax}$. Diese Beziehung führt mit (A3.2/2), (A3.2/4), (A3.2/5) und der zweiten Formel von (A3.2/1) zu

$$m_{uC2} = m_{uV} = 0{,}3150 \cdot m_{ud} \tag{A3.2/6}.$$

Da in der Rechenschaltung der Sollwert $\overline{i}^*_{ds}$ des Stromreglers identisch mit $\overline{u}^*_{dN}$ ist (Punkt a1 in den Bildern 5.2.1/1 und 5.2.4/1), besteht die Forderung $m_{id}=m_{ud}$. Daraus folgt mit (A3.2/3)

$$m_{iL} = m_{id} = m_{ud} \qquad \text{(A3.2/7)},$$

da die zeitlichen Maximalwerte des Gleichstromes $i_d$ und des Laststromes $i_L$ gleich groß sind.

Mit den für $\delta_i=0{,}2$ nach Abschnitt 3.3 korrigierten Werten der Zwischen- und Lastkreiselemente des Beispiels im Abschnitt 3.2.4 und den Formeln (A3.2/4), (A3.2/6), (A3.2/7) folgen die Potentiometerwerte aus (5.2.1/8):

$$\alpha_1 = 0{,}37870 \qquad \alpha_2 = 3{,}12713 \cdot \frac{1}{m_t}$$

$$\alpha_3 = 56{,}04707 \cdot \frac{1}{\sigma_L} \cdot \frac{1}{m_t^2} \qquad \alpha_4 = 1{,}78401 \cdot \frac{1}{\sigma_R} \cdot \frac{1}{m_t}$$

$$\alpha_5 = 0{,}53905 \qquad \alpha_6 = \alpha_7 = 1{,}75040$$

$$\alpha_8 = 1{,}25841 \cdot \frac{1}{m_t} \qquad \alpha_9 = 1{,}0$$

$$\alpha_{10} = 1{,}81365 \qquad \alpha_{11} = m_{ud} \cdot$$

Mit $m_t=10$ sind für $\alpha_2$ und $\alpha_8$ Werte kleiner als 1 zu erreichen, ebenso wie für $\alpha_3$ bzw. $\alpha_4$ unter Berücksichtigung von $0{,}6 \leq \sigma_L \leq 1{,}4$ bzw. $0{,}3 \leq \sigma_R \leq 3{,}0$ (vgl. (4.1/1) und (4.1.2)). Bei den Potentiometern $\alpha_6$, $\alpha_7$, $\alpha_{10}$ wird das 0,1-fache der oben ermittelten Werte eingestellt und in der Schaltung werden die folgenden Summierereingänge mit Bewertungsfaktoren 10 gewählt.

Da $m_t$ konstant ist, müssen die Integrationsfaktoren aller Integrierer gleich sein; es wird $k_o=10s^{-1}$ gewählt. Damit ist nach (A3.1/8) die Periodendauer der simulierten Lastkreisgrößen bei Nennbetrieb

$$T^+_{SBN} = 1 \text{ s} \qquad \text{(A3.2/8)}.$$

Die Erprobung der gesamten Rechenschaltung einschließlich der Ermittlung günstiger Reglerdaten war mit $m_{ud}=0{,}21$ möglich, ohne daß Rechenelemente übersteuerten. Damit ist auch der

Wert des Potentiometers $\alpha_{11}$ festgelegt. Eine Zusammenstellung aller Potentiometerwerte befindet sich unten im Punkt d) dieses Abschnitts.

b) Zu Abschnitt 5.2.2: Steuerung des Wechselrichters

Die folgenden Betrachtungen nehmen Bezug auf die Bilder 5.2.2/1 und 5.2.2/2. Zur Ermittlung der Potentiometerwerte $\alpha_{12}$ und $\alpha_{13}$, die die Anschwingfrequenz bestimmen, sind im Bild A3.2/1 die Verläufe einiger analoger Größen für eine Viertelperiode dargestellt. (Beim Anschwingen beeinflussen der Gleichglied- bzw. der Schonzeitregler über die Punkte c3 bzw. d im Bild 5.2.2/1 die Frequenz noch nicht).

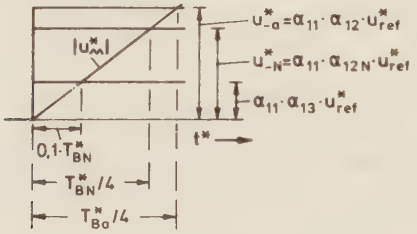


Bild A3.2/1

Zur Bestimmung von $\alpha_{12}$ und $\alpha_{13}$.

Der Integrationsfaktor des Integrierers im Bild 5.2.2/1 ist $k_o=10s^{-1}$, d.h. mit (A3.2/8) gilt $1/k_o=0{,}1\cdot T^+_{SBN}$. Die zeitliche Zuordnung des Eingangssignals $\alpha_{11}\cdot\alpha_{13}\cdot u^*_{ref}$ des Integrierers zu $|u^*_M|$ liegt damit fest (s. Bild A3.2/1). Das Signal D5 wird umgeschaltet für $|u^*_M|=u^*_{-a}$ (s. Bilder 5.2.2/1 und 5.2.2/2), wobei $u^*_{-a}=\alpha_{11}\cdot\alpha_{12}\cdot u^*_{ref}$ ist. Für die Anschwingfrequenz wird mindestens $f_{Ba}=0{,}7\cdot f_{BN}$ gefordert, d.h. es ist $T^*_{Ba}/4 = T^*_{BN}/2{,}8$. Damit folgt aus Bild A3.2/1

$$\frac{\alpha_{11}\cdot\alpha_{12}\cdot u^*_{ref}}{\alpha_{11}\cdot\alpha_{13}\cdot u^*_{ref}} = \frac{T^*_{BN}/2{,}8}{0{,}1\cdot T^*_{BN}} \quad ;$$

die Anschwingfrequenz ist also unabhängig von $\alpha_{11}$. Wenn

$$\alpha_{13} = 0{,}336$$

gewählt wird, liefert diese Beziehung

$$\alpha_{12} = 1{,}2 \ .$$

Der Wert wird realisiert mit $\alpha_{12}$=0,12 und dem Bewertungsfaktor 10 für den folgenden Summierereingang.

Es sei noch der Wert von $\alpha_{12}$ bei $\alpha_{13}$=0,336 für Nennfrequenz angegeben. Man erhält mit Bild A3.2/1

$$\alpha_{12N} = 0{,}084$$

beim Bewertungsfaktor 10 für den folgenden Summierereingang. Die Umschaltzeitpunkte von D5 sind nur identisch mit denen des WR (SI und SU in Bild 5.2.1/1), d.h. mit IWR, wenn der Mindestwert der Kommutierungsspannung $u^*_{KS}$ erreicht ist. Dieser wird mit $\alpha_{14}$ eingestellt. Es wurde Nennbetrieb simuliert ($\sigma_R$=1, $\sigma_L$=1, $f_B$=$f_{BN}$ d.h. $\alpha_{12}$=$\alpha_{12N}$) und der Wert der Lastspannung im Umschaltzeitpunkt ermittelt. Mit

$$\alpha_{14} = 0{,}05$$

ist $u^*_{KS}$ das 0,4-fache dieses Wertes.

c) Zu Abschnitt 5.2.3: Messung der Schonzeit

Zur Bestimmung der Potentiometerwerte $\alpha_{15}$, $\alpha_{16}$, $\alpha_{17}$ (s. Bild 5.2.3/1) sind in Bild A3.2/2 Eingangs- und Ausgangsgrößen der Integrierer IH und ITC prinzipiell dargestellt, ebenso ihre Arbeitszyklen mit dem des Speichers SPTC (vgl.Bild 5.2.3/2).

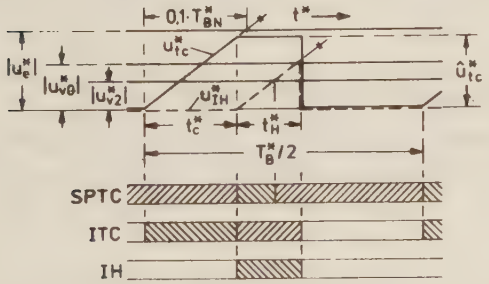


Bild A3.2/2

Zur Bestimmung von $\alpha_{15}$, $\alpha_{16}$, $\alpha_{17}$;

Halten

Ausgang Null

Rechnen.

In Abschnitt 5.2.3 wurden bereits die Kriterien zur Wahl der Potentiometer genannt:

1. ITC und IH dürfen bei größtmöglicher Schonzeit nicht übersteuern. Dabei ist der Anschwingvorgang mit niedrigen Frequenzwerten und Schonzeiten $t^*_c$>$t^*_{cN}$ zu beachten. Für beide

Integrierer IH und ITC wird $k_o = 10s^{-1}$ gewählt, d.h. mit (A3.2/8) ist $1/k_o = 0,1 \cdot T^+_{SBN}$. Nach Bild A3.2/2 ist mit $T^*_B = T^*_{BN}$

$$\hat{u}^*_{tc} = \frac{t^*_c}{0,1 \cdot T^*_{BN}} \cdot |u^*_e| \qquad \text{(A3.2/9)}.$$

Aus der Grundschwingungsrechnung mit $\gamma_{1N} = 30^o$ folgt als Näherungswert $t^*_{cN} = T^*_{BN}/12$; (tatsächlich ist $t^*_{cN}$ infolge der Lastspannungsverzerrung geringfügig kleiner; vgl. Bild 3.2.4/1). Die Simulation zeigt, daß $t^*_{cmax} = 6 \cdot t^*_{cN}$ in keinem Fall überschritten wird, d.h. es muß gelten $t^*_{cmax} = 0,5 \cdot T^*_{BN}$ für $\hat{u}^*_{tc} = u^*_{ref}$ (Übersteuerungsgrenze von ITC). Aus (A3.2/9) folgt mit diesen Werten $|u^*_e| = 0,2 \cdot u^*_{ref}$, d.h.

$$\alpha_{15} = 0,2 \quad \text{(s. Bild 5.2.3/1)}.$$

Bei Nennschonzeit ist mit obiger Näherung $\hat{u}^*_{tcN} = u^*_{ref}/6$.

2. Damit bezüglich der Schonzeit $t^*_c$ ein neuer Meßvorgang eingeleitet werden kann, muß $t^*_H < \left[ (T^*_B/2) - t^*_c \right]$ sein (s. Bild A3.2/2). Zu dieser Forderung ist der Betrieb bei hohen Frequenzwerten ($t^*_c = t^*_{cN}$ bei $f^*_B \approx 3 \cdot f^*_{BN}$, s. Bild 4.3/1) mit $\gamma \leq 90^o$, d.h. $t^*_c = t^*_{cN} \approx T^*_B/4$ zu beachten. Damit ist zu fordern $t^*_H < T^*_B/4$ bzw. $t^*_H < t^*_{cN}$. Da während der Phasen Rechnen $u^*_{IH}$ und $u^*_{tc}$ die gleiche Steigung haben, ist $\alpha_{16}$ so zu wählen, daß $|u^*_{v0}| < \hat{u}^*_{tcN}$ ist (s. die Bilder 5.2.3/1 und A3.2/2). Mit

$$\alpha_{16} = 0,6$$

ist $|u^*_{v0}| = 0,12 \cdot u^*_{ref} < \hat{u}^*_{tcN}$ (s. oben unter 1.).

Damit das Ausgangssignal von ITC Null gesetzt wird, nachdem für SPTC der Haltemode beginnt, muß $|u^*_{v2}| < |u^*_{v0}|$ sein (s. Bild A3.2/2); es wird

$$\alpha_{17} = 0,55$$

gewählt. Unabhängig von dem Wert des Potentiometers $\alpha_{15}$ (s. Bild 5.2.3/1) haben damit SPTC, ITC und IH die für den Beginn einer Schonzeitmessung erforderlichen Arbeitsphasen erreicht (s. Bild A3.2/2).

Mit $\alpha_{19}$ (s. Bild 5.2.3/1) erfolgt eine Anpassung des Schonzeitistwertes für die Regelung:

$$\alpha_{19} = 0{,}25 \ .$$

Die Bedeutung von $\alpha_{18}$ wurde bereits in Abschnitt 5.2.3 angegeben:

$$\alpha_{18} = 0{,}0005 \ .$$

d) In der folgenden Tabelle sind die Werte aller Potentiometer zusammengestellt, mit denen die im Abschnitt 5.3 beschriebenen Ergebnisse erzielt wurden (vgl. die Bilder 5.2.1/1, 5.2.2/1, 5.2.3/1 und 5.2.4/1).

| Potentiometer $\alpha$ | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| Index | Wert | Index | Wert | Index | Wert |
| 1 | 0,3787 | 14 | 0,0500 | 27 | 0,1000 (10) |
| 2 | 0,3127 | 15 | 0,2000 | 28 | 0,2000 |
| 3 | $0{,}5605/\sigma_L$ | 16 | 0,6000 | 29 | 0,0300 |
| 4 | $0{,}1784/\sigma_R$ | 17 | 0,5500 | 30 | 0,2200 |
| 5 | 0,5391 | 18 | 0,0005 | 31 | 0,4640 (3) |
| 6 | 0,1750 (10) | 19 | 0,2500 | 32 | 0,4028 (3) |
| 7 | 0,1750 (10) | 20 | 0,2000 | 33 | 0,3910 (3) |
| 8 | 0,1258 | 21 | 0,1200 | 34 | 0,1810 (2) |
| 9 | 1,0000 | 22 | 0,0200 | 35 | 0,0200 |
| 10 | 0,1814 (10) | 23 | 0,0100 | 36 | 0,1000 |
| 11 | 0,2100 | 24 | 0,0710 | 37 | 0,1400 |
| 12 | 0,1200 (10) | 25 | 0,0368 | 38 | 0,1983 |
| 13 | 0,3360 | 26 | 0,0 ; 0,07 | — | — |

Tabelle A3.2/1 Potentiometerwerte der Analogrechenschaltungen; in Klammern sind die Bewertungsfaktoren der auf die Potentiometer folgenden Rechenelemente angegeben, sofern sie von 1 abweichen; $\alpha_{26}$=0,07 gilt nur für Bild 5.3/5 Mitte, ansonsten ist $\alpha_{26}$=0,0 (Sollwert des Impedanzreglers).

## 8. Literatur

[1] Glimski, H.: Schwingkreisumrichter in Thyristortechnik für induktive Erwärmungsanlagen. BBC-Nachrichten 50(1968) S.156-159.

[2] Heumann, K.; Stumpe, A.C.: Thyristoren. 2.Aufl. Stuttgart 1970. S.131-133, 210-213.

[3] Güldner, H.: Schwingkreisumrichter für die induktive Erwärmung. Elektrie 27(1973) S.586-593.

[4] Knapp, P.: Die Kennlinien des Parallelresonanz-Wechselrichters für induktives Schmelzen. Brown Boveri Mitt. 53(1966) S.702-714.

[5] Schönbacher, K.: Zur Berechnung von Induktionsöfen. ETZ-A 73(1952) S.736-738.

[6] Reichert, K.: Die Berechnung von kernlosen Induktionstiegelöfen mit elektrisch leitendem Tiegel (Zweischichttiegelofen). Arch. f. Elektr. 49(1965) S.376-397.

[7] VDE 0560, Bestimmungen für Kondensatoren. Teil 9/10.70, § 19, 3.

[8] IEC-Publication 110 Second edition 1973, Recommendation for capacitors for inductive heat generating plants operating at frequencies between 40 and 24000 Hz. Section four, 12.1.

[9] Föllinger, O. u.a.: Regelungstechnik. Berlin 1972. S.147, 242.

[10] Berens, W.; Glimski, H.: Ein neues Umrichtungsverfahren für einphasige Verbraucher mit hohem Blindleistungsbedarf. VDE-Fachberichte Bd.23(1964) S.258-264.

[11] Depenbrock, M.: Leistungselektronik. Vorlesung an der Ruhr-Universität Bochum 1971.

[12] Technische Daten des Frequenzthyristors CS189. Datenblattunterlagen 10/1970. BBC-GHS 1434a D(172.2.Hdr).

[13] Unbehauen, R.: Elektrische Netzwerke. Berlin/Heidelberg/New York 1972.

## Lebenslauf

| | |
|---|---|
| Name: | Hermann Kölsch |
| geboren: | 15. Juni 1942 in Darmstadt-Eberstadt |
| Eltern: | Ernst Kölsch<br>Marie Kölsch, geb. Crößmann |
| Ausbildung: | Volksschule 1949 bis 1953<br>in Darmstadt-Eberstadt |
| | Gymnasium 1953 bis 1962<br>Georg-Büchner-Schule<br>in Darmstadt<br>2. März 1962 Reifeprüfung |
| | Praktikum 1962 Goebel GmbH, Darmstadt<br>(9 Wochen) |
| | 1962 Hessische Elektrizitäts AG,<br>Darmstadt (17 Wochen) |
| | 1966 AEG-Schiffbau, Hamburg<br>(6 Wochen) |
| | 1966 Tovarna Elektromateriala,<br>Ljubljana /Jugoslawien<br>(9 Wochen) |
| | Studium WS 1962/63 bis WS 1968/69<br>TH Darmstadt, Fakultät für<br>Elektrotechnik, Studienrichtung<br>Starkstromtechnik<br>23. Dezember 1968 Diplom |
| Berufliche Tätigkeit: | Seit 1. April 1969 Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie der Ruhr-Universität Bochum. |